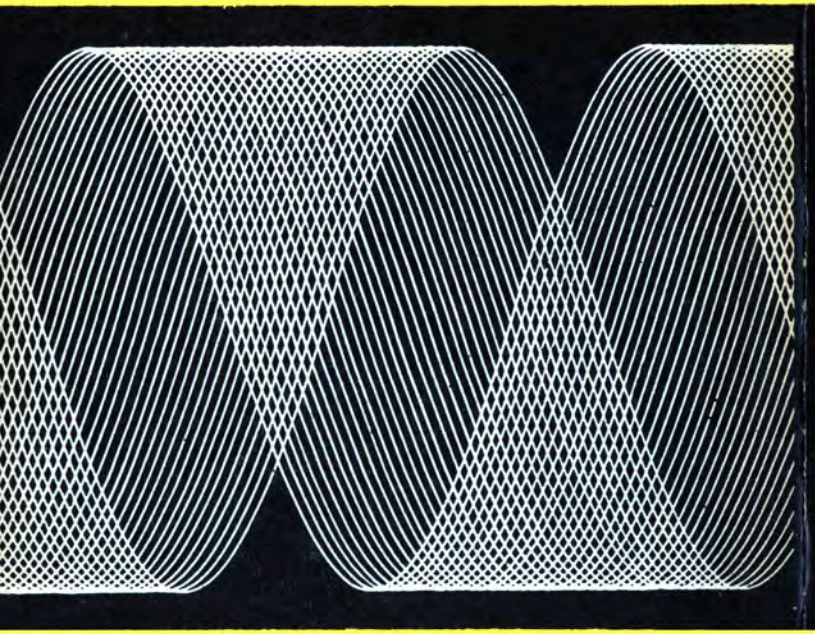
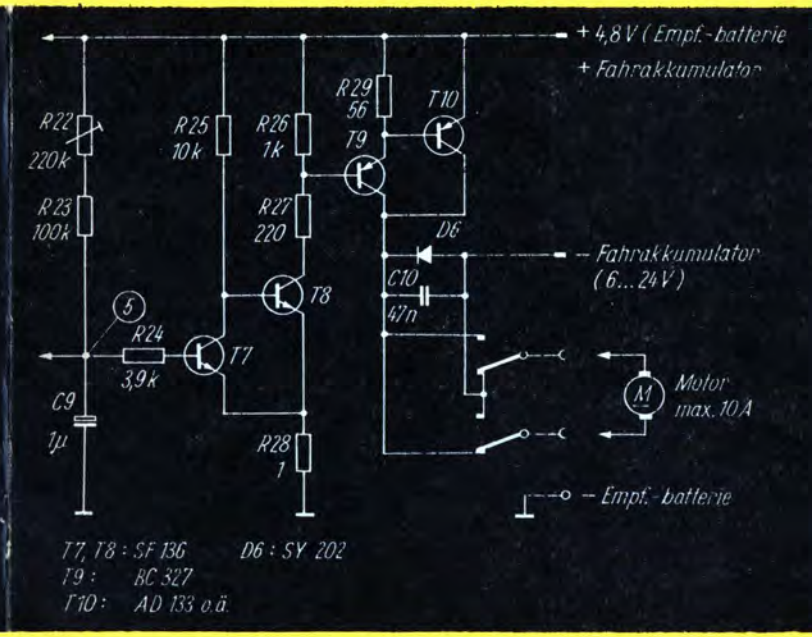
amateurreihe

electronica





Günter Miel

173

Elektronik des Modellantriebs Teil I

LEER

SCAN BY BLACKBURNER 2013

electronica · Band 173

DR. GÜNTER MIEL

Elektronik des Modellantriebs

Teil 1: Funktion und Steuerung des Antriebsmotors

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1979, 1.—20. Tausend
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1979

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 4

1. Einleitung 5

2. Aufbau und Funktion des Elektromotors 9
2.1. Stator 13
2.2. Anker 18
2.3. Lagerschilde 25

3. Betriebsverhalten des Elektromotors 28
3.1. Kennlinien des Elektromotors 31
3.2. Temperaturverhalten des Elektromotors 41

4. Drehzahlstellen beim Elektromotor 46
4.1. Fahrstufenschalter 47
4.1.1. Einschalter 47
4.1.2. Umpolschalter 55
4.1.3. Schalter für 2 Fahrstufen 64
4.1.4. Schalter für mehrere Fahrstufen 67
4.2. Drehzahlstellen mit Vorwiderstand 69
4.2.1. Drehzahlstellen mit Festwiderständen 69
4.2.2. Stufenloses Drehzahlstellen mit Vorwiderstand und Drehrichtungsumkehr 72
4.2.3. Drehzahlstellen mit Transistor als Vorwiderstand und Drehrichtungsumkehr 73
4.3. Drehzahlstellen mit pulsierender Gleichspannung ... 75
4.3.1. Stufenloser Drehzahlsteller für Servobetätigung 77
4.3.2. Stufenloser Drehzahlsteller mit Umpolschalter *Fahrtregler* 81
4.3.3. Stufenloser Drehzahlsteller mit Transistorbrücke zur Drehrichtungsumkehr 103

5. Literatur- und Quellenverzeichnis 109

Vorwort

Hat man sich zum Bau eines ferngesteuerten Modells entschlossen, so wird man bald feststellen, daß das die Lösung einer Fülle von technischen Problemen erfordert, ganz gleich, ob es sich dabei um ein Auto-, Schiffs- oder Flugmodell handelt. Die Probleme reichen von der Beschaffung des Bildmaterials und der Unterlagen für ein Modell über Fragen der Konstruktion des Modells und seines Antriebs bis zur Fernsteuerung bestimmter Funktionen. Aus dieser Fülle soll im folgenden das des Elektroantriebs der Modelle herausgegriffen und näher betrachtet werden. Sehr schnell wird man dann aber auch merken, daß damit wieder eine Vielzahl von weiteren Problemen verbunden ist. Zum Modellantrieb gehören eben nicht nur Elektromotor und Akkumulator, sondern auch die Steueraggregate, die Schraube, deren Wechselwirkung mit dem Modell, aber auch Pflege und Wartung von Motor und Akkumulator. Dem Modellbauer für diesen durchaus nicht unwichtigen Bereich seiner Tätigkeit Anregungen und Hinweise zu geben, stellt sich der Autor mit diesen Broschüren zum Ziel. Der zur Verfügung stehende Raum erfordert aber auch, sich auf das Wesentliche des Elektromotors, des Drehzahlstellens sowie der Akkumulatoren zu beschränken. Auf solche wichtigen und interessanten Fragen wie z. B. die Konstruktion von Schraube und Modell oder die Spezifik einiger Wettbewerbsklassen kann nur hingewiesen werden. Die Darlegungen beinhalten in erster Linie die elektrischen und elektronischen Probleme der ferngesteuerten Modelle.

Abschließend möchte der Autor den Modellsportlern *M. Eckardt*, *D. Hartzsch* und *L. Schramm* für die erwiesene Unterstützung danken, die wesentlich zum Entstehen dieses Manuskripts beigetragen hat. Dieser Dank gilt auch den Modellbaufirmen, die neue Schaltungsunterlagen für die Veröffentlichung freigaben.

Erfurt, im Oktober 1978 *Dr. G. Miel*

1. Einleitung

Der größere Teil aller gebauten Modelle ist vorbildgetreu gestaltet, denn es reizt seit jeher den Modellbauer, sein Modell mit viel Fleiß und Liebe dem Original nachzugestalten. Bei Schiffsmodellen erfordert das oft eine Arbeit von Monaten oder Jahren. Aber auch ein Oldtimer als Auto- oder Flugmodell ist ein durchaus interessantes Vorhaben. Für den Betrieb des Modells wird man dann den geeigneten Antrieb auswählen. Der erste elektromotorische Antrieb war in dem Motorboot eingebaut, mit dem *M. H. Jacobi* 1838 auf der Newa fuhr. Der Motor dieses Bootes war eine Holzkonstruktion, hatte aber schon Elektromagnete mit Eisenkern. Als Spannungsquelle diente ein Primärelement mit Zinkelektroden. Mit dem Boot konnten 14 Personen befördert werden. Alle Versuche mit elektrischen Antrieben, auch der von *M. H. Jacobi*, scheiterten aber an der unwirtschaftlichen Spannungsquelle und am schlechten Wirkungsgrad der Elektromotoren, der bei 3% (!) lag.

Erst die Entdeckung des dynamoelektrischen Prinzips durch *W. v. Siemens* 1866 ermöglichte es, große elektrische Leistungen auch wirtschaftlich zu erzeugen. Ein weiterer großer Fortschritt war der 1872 von *Hefner-Alteneck* entwickelte Trommelanker. 1879 fuhr dann die erste elektrische Bahn durch die Berliner Gewerbeausstellung. Von da an nahm der Elektromotor als sehr anpassungsfähiger Antrieb seine stürmische Entwicklung bis in die heutige Zeit. Als wirtschaftlich günstiger Fahrzeugantrieb hat er bei der Eisenbahn und beim innerbetrieblichen Transport seinen festen Platz. Da er besonders umweltfreundlich ist, werden gegenwärtig auch Entwicklungsarbeiten mit dem Ziel seiner Nutzung für Bootsantriebe auf Talsperren und für Automobile im innerstädtischen Verkehr durchgeführt.

Bemerkenswert ist ferner die Leistung von *F. Militky*, der 1973 mit dem Elektroflugzeug *MB-E1* erste Flugversuche unternahm. Beim letztgenannten Beispiel inspirierte nicht das Original den Modellbauer, sondern hier war es umgekehrt. Bereits 1959 führte *F. Militky* seine ersten erfolgreichen Versuche mit freifliegenden Elektroflugmodellen durch. Dem folgten bald Versuche mit fern-

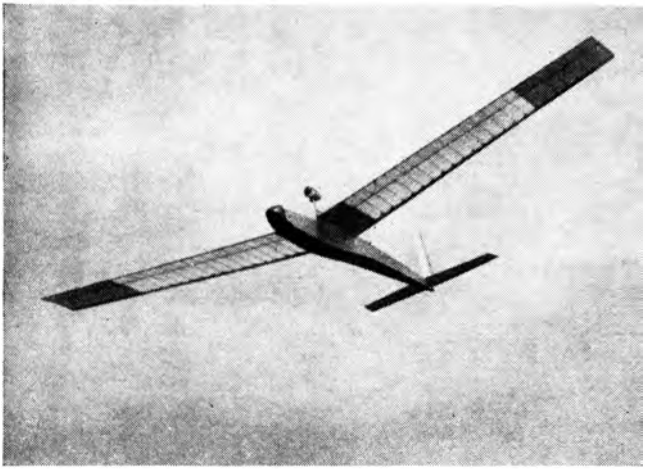


Bild 1.1 Segelflugmodell mit Elektroantrieb, Konstruktion und Bau: *L. Schramm*

gesteuerten Elektroflugmodellen. Die dabei erzielten Erfolge ließen dann die Idee reifen, die Möglichkeit eines elektrogetriebenen Großflugzeuges in der Praxis nachzuweisen.

Heute kommen wesentliche Impulse zur Weiterentwicklung des Elektroantriebs der Modelle von den Elektroflugmodellen (Bild 1.1). Bei konsequenter Anwendung neuer Magnet- und Isolierwerkstoffe werden Hochleistungsmotoren gebaut, die 1976 bereits den Bodenstart von Kunstflugmodellen mit anschließendem Kunstflugprogramm ermöglichten. Daß zum Betrieb dieser Motoren dann aber auch Hochleistungsakkumulatoren gehören, sei ebenfalls vermerkt. 1976 wurden in einem Dauerflugversuch von *H. Bartels* (das Modell war allerdings mit Lithiumprimärzellen ausgerüstet) 3 Stunden und 14,5 min ohne Thermik und von *F. Bosch* mit dem Baukastenmodell *Elektrobat* 148,96 km/h erzielt.

Bei der Schiffsmodell-Europameisterschaft 1976 erreichte der sowjetische Sportfreund *G. Kalistratov* in der Klasse *F1-E 1 kg* 19,59 s und der britische Sportfreund *R. Burmann* in der Klasse *F1-E* über 1 kg 17,78 s. Wenn man bedenkt, daß der Dreieckkurs mit 3 × 30 m Seitenlänge zweimal zu durchfahren ist und dabei 6 × 120°

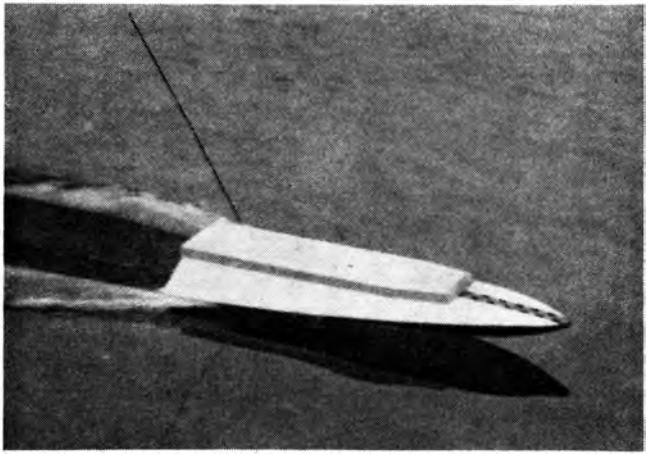


Bild 1.2 Ein Elektrorennboot auf dem Kurs

und einmal 180° Kursänderungen vorzunehmen sind, dann ist die mittlere Geschwindigkeit von etwa 40 km/h sehr beachtlich. Sie erfordert neben einem Hochleistungsantrieb die optimale Anpassung von Antrieb, Schraube und Boot und eine ausgefeilte Steuertechnik (Bild 1.2).

Der Elektroantrieb ist praktisch so alt wie der Modellbau überhaupt. Der heute erreichte hohe Entwicklungsstand in der Herstellung leistungsfähiger Elektromotoren und Akkumulatoren ermöglicht es dem Modellbauer, den Elektroantrieb optimal für jede Modellgröße und -geschwindigkeit auszulegen. Gerade die Vorzüge des Elektroantriebs sind der Grund für seine breite Anwendung als Modellantrieb. Als Vorteil des Elektroantriebs sind zu nennen:

- die Drehzahl läßt sich über weite Bereiche stufenlos ferngesteuert in beiden Drehrichtungen stellen;
- der Motor kann je nach Bedarf ein- und ausgeschaltet werden, damit ist jeder Startvorgang unproblematisch;
- der Antrieb ist sauber und geräuscharm;
- Leistung sowie Drehzahlcharakteristik des Antriebs können gut dem Modell angepaßt werden.

Nachteilig ist das heute noch hohe Leistungsgewicht des Elektroantriebs.

Je nach Modellart oder Klasse kommt der eine oder andere Vorteil mehr oder weniger zum Tragen. Beim Flugmodell kann man sich z. B. auf die ferngesteuerte Funktion des Ein- und Ausschaltens beschränken und den gesamten Antrieb auf hohe Belastung und möglichst geringes Gewicht auslegen.

Ähnliche Überlegungen gelten für den Kurzzeitbetrieb in den Geschwindigkeitsklassen *F1-E* und *F3-E* für Schiffsmodelle. Bei den Figurenkursklassen für Schiffs- und Automodelle kommt es dagegen nicht so sehr auf hohe Leistung als vielmehr auf das stufenlose Stellen der Drehzahl in beiden Drehrichtungen an (Bild 1.3). Bei Sonderantrieben für Funktionsmodelle spielen auch noch andere Überlegungen eine Rolle.

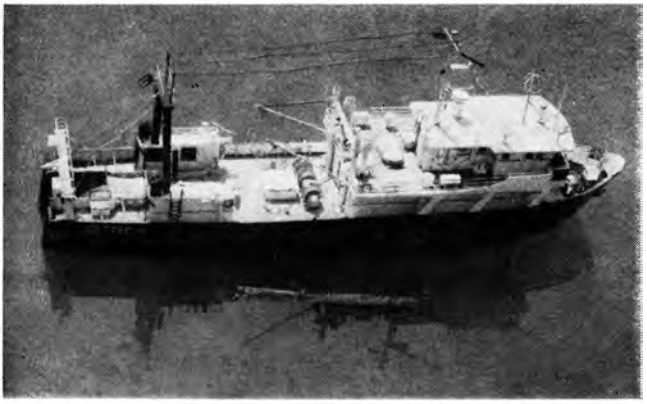


Bild 1.3 Vorbildgetreues Schiffsmodell der Klasse F 2

2. Aufbau und Funktion des Elektromotors

Die für den Antrieb eines Modells zur Auswahl stehenden Elektromotoren sind recht vielfältig (Bild 2.1). Ins Auge fällt zunächst der Größenunterschied. Er ist bedingt durch die im Motor umgesetzte Leistung. Aus Gründen, auf die noch eingegangen wird, kann der Elektromotor selbst bei Überlastung an der Welle nur eine ganz bestimmte Leistung abgeben. Es muß also für einen bestimmten Antrieb immer der passende Motor ausgewählt werden.

Die in Bild 2.1 gezeigten Motoren haben trotz ihres unterschiedlichen Aussehens ein gemeinsames Merkmal — es sind alles Gleichstrommotoren. Ihrem Aufbau und ihrer Wirkungsweise liegt ein gemeinsames Prinzip zugrunde. Der Gleichstrommotor besteht aus dem Magneten (*Stator*), der drehbaren Leiterschleife (*Rotorwicklung*) und dem *Kommutator*[1]) (Stromwender) mit Kohlebürsten (Bild 2.2).

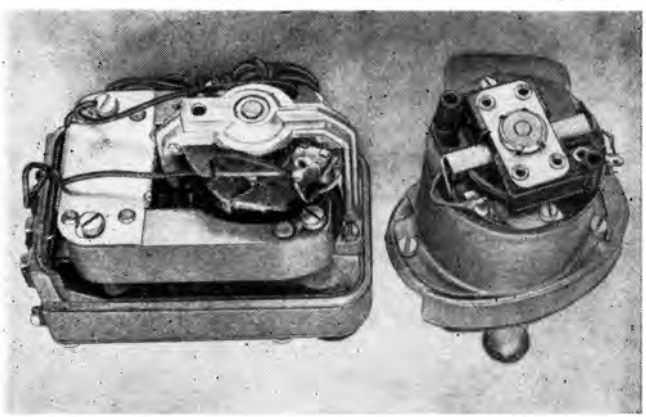
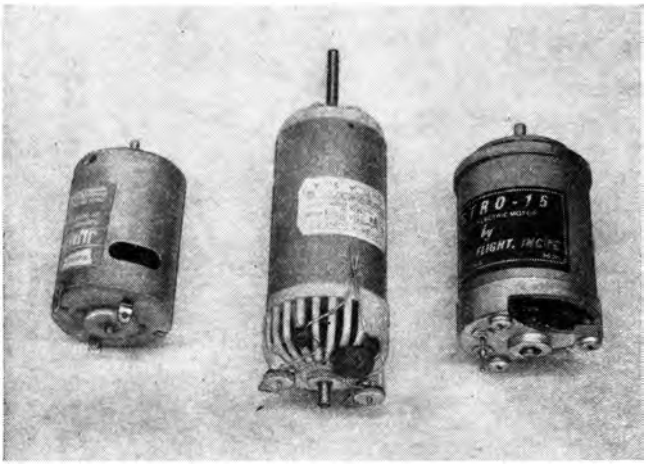


Bild 2.1 Gleichstrommotoren für den Modellantrieb;
a — Scheibenwischermotoren, b — Modellmotoren

[1]) von commutare (lat.) = umtauschen



b

Legt man an die Kohlebürsten eine Spannung an, so fließt ein Strom durch die Leiterschleife, um die sich ein Magnetfeld aufbaut. Die Magnetfelder von Leiterschleife (Rotor) und Stator überlagern sich, so daß eine Kraftwirkung entsteht (Bild 2.3). Die resultierenden Magnetfeldlinien bilden den magnetischen Gesamtfluß Φ (sprich: Phi) des Motors. Flußlinien lassen sich mit gespannten Gummifäden vergleichen. Sie üben einen Längszug und einen Querdruck aus. Das bedeutet, daß auf jede Hälfte der Leiterschleife die Kraft F wirkt. Da die Leiterschleife drehbar

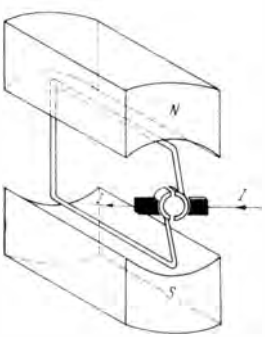


Bild 2.2
Prinzipieller Aufbau des Gleichstrommotors

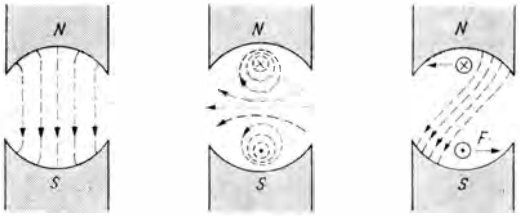


Bild 2.3 Überlagerung von Stator- und Rotormagnetfeld

gelagert ist, führt sie eine Drehbewegung aus. Die Kraft F wirkt so lange, wie sich die Leiterschleife unter einem Pol befindet. Durch die Kraft F muß die Leiterschleife also so viel Schwung erhalten, daß sie sich über den feldfreien Raum hinweg bis unter den anderen Pol dreht. Gleichzeitig wird durch den Kommutator die Stromrichtung in der Leiterschleife umgetauscht – gewendet. Das bedeutet, daß nun bei der gleichen Windungshälfte wieder eine Kraft F in der gleichen Richtung wie vorher entsteht, nur unter dem anderen Pol. Damit ist eine fortlaufende Drehbewegung entstanden. Um eine gleichmäßige Kraftentwicklung über die ganze Umdrehung zu erhalten, stellt man die Wicklung aus mehreren Windungen her, die als Spulen über den Rotorumfang verteilt werden. Jedes Spulenende wird an eine Kommutatorlamelle geführt. Die Spulen sind nach ganz bestimmten Systemen miteinander und mit den Kommutatorlamellen verbunden. Für den Kommutator sind auch die Bezeichnungen *Kollektor*[2]) oder *Stromwender* gebräuchlich.

Bei bewegten elektrischen Maschinen bezeichnet man den Teil, in dem die Energie (elektrische in mechanische Energie) umgewandelt wird, als *Anker*. Beim Gleichstrommotor ist der Rotor also gleichzeitig der Anker.

Für Drehbewegungen drückt man die Kraftwirkung durch das Drehmoment M aus. Es errechnet sich zu

$$M = F\,r; \tag{1}$$

mit F – Kraft, r – Hebelarm. Für das Drehmoment des Elektromotors gilt:

$$M = c_1\,\Phi\,I_A; \tag{2}$$

[2]) von colligere (lat.) = sammeln

mit M — Drehmoment an der Welle, c_1 — Maschinenkonstante, Φ — Magnetfluß des Stators, I_A — Strom durch die Ankerwicklung. Diese Gleichung liegt der Konstruktion eines Elektromotors zugrunde. Ihre Realisierung im konkreten Motor bestimmt ganz wesentlich dessen Aufbau und Betriebsverhalten. Grundsätzlich kann man schon jetzt sagen, daß der Motor immer so entworfen und betrieben werden soll, daß bei möglichst geringen Verlusten das Drehmoment genau den Erfordernissen des Antriebs entspricht. Welche Überlegungen und Faktoren dabei eine Rolle spielen, soll im folgenden dargelegt werden. Unter Beachtung der Aufgabenstellung für die Broschüre wird das Schwergewicht der Ausführungen mehr auf den Betrieb des Motors und weniger auf den Entwurf gelegt. Trotzdem sind bestimmte Kenntnisse über Aufbau und Funktion des Elektromotors erforderlich, um diesen optimal einsetzen zu können.

Neben Gl. (2) ist im Motor noch eine weitere Gesetzmäßigkeit wirksam. Dreht sich eine Leiterschleife im Magnetfeld, so wird in ihr nach Gl. (3) die Spannung E induziert:

$$E_{\mathrm{ind}} = c_2 \Phi n; \tag{3}$$

mit E_{ind} — Urspannung im Anker, c_2 — Maschinenkonstante, Φ — Magnetfluß im Stator, n — Drehzahl des Ankers.

Nach dem Energieerhaltungssatz ist E_{ind} der Klemmenspannung entgegengesetzt. Die Differenz

$$U_A = U - E_{\mathrm{ind}}, \tag{4}$$

mit U_A — Spannungsabfall an der Ankerwicklung, bestimmt die

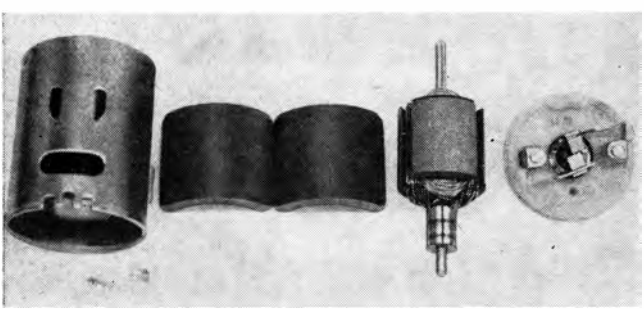


Bild 2.4 Bauteile eines Gleichstromkleinmotors (Modellantrieb)

Leistungsaufnahme und damit auch die Leistungsabgabe des Motors.
Demontiert man einen kleinen Gleichstrommotor, so sind je nach Konstruktion folgende Bauteile zu finden (Bild 2.4):

- Stator mit Permanentmagnet oder mit Erregerwicklung;
- Anker mit Welle, Ankerblechen, Ankerwicklung, Kommutator und eventuell Lüfterrad;
- Lagerschilde A und B mit den Lagern. Im B-Lagerschild ist die Bürstenbrücke mit den Kohlebürsten eingebaut.

2.1. Stator

Der Stator des Elektromotors hat die Aufgabe, den Magnetfluß Φ zu erzeugen [s. Gl. (2)]. Damit der Motor ein hohes Drehmoment entwickelt, soll der Magnetfluß möglichst groß werden. Um das zu erreichen, nutzt man die Eigenschaft des Eisens aus, der Ausbreitung magnetischer Flußlinien nur einen geringen Widerstand entgegenzusetzen. Der magnetische Widerstand des Eisens, wie diese Eigenschaft auch bezeichnet wird, ist je nach Eisensorte einige hundert mal kleiner als bei nichtferromagnetischen Stoffen wie z. B. Luft, Holz, Kupfer, Aluminium o. a.
Damit der Fluß Φ im Stator groß wird, soll für dessen Ausbreitung ein möglichst geschlossener Eisenkreis vorhanden sein. Dieser Eisenkreis muß für die Flußlinien einen kurzen Weg bei großem Querschnitt bieten. Da Luft einen um mehrere hundert mal größeren magnetischen Widerstand als Eisen hat, ist ein Luftweg für die Flußlinien unerwünscht. Deshalb wird auch der Anker aus Eisen hergestellt. Als unerwünschter, aber unvermeidbarer Luftweg bleibt dann nur noch der Luftspalt unter den Polen. Diesen Luftspalt wird man im Rahmen der Fertigungstoleranzen so klein wie möglich machen. Durch die Ausbildung der Polflächen zu Polschuhen, die den Anker umfassen, versucht man, den magnetischen Widerstand des Luftspalts weiter zu verringern. Ursache (Antrieb) für den magnetischen Fluß Φ ist die magnetische Erregung Θ (sprich: Theta). Die magnetische Erregung wiederum wird durch den Strom in den beiden Erregerspulen entsprechend der Beziehung

$$\Theta = I_{\mathrm{err}}\, N; \tag{5}$$

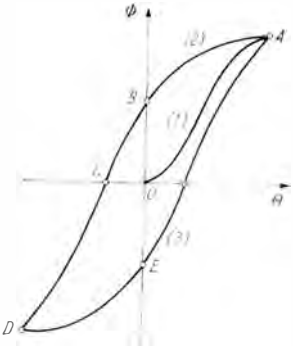


Bild 2.5
Magnetisierungskurve

mit Θ — magnetische Erregung, I_{err} — Erregerstrom, N — Windungszahl, hervorgerufen. Der Zusammenhang zwischen magnetischer Erregung und magnetischem Fluß wird durch die Magnetisierungskurve (Bild 2.5) beschrieben. Erhöht man den Strom durch die Erregerspulen, so nimmt der magnetische Fluß entsprechend der Neukurve (1) so lange zu, bis alle Elementarmagnete im Eisenkreis ausgerichtet sind, d. h., bis die Sättigung des Magneten erreicht ist (A). Bei weiterer Steigerung der Erregung würde der magnetische Fluß nur noch geringfügig zunehmen. Schaltet man den Strom I_{err} ab, dann geht der Fluß Φ bis zum Punkt B zurück. Es stellt sich ein Remanenzfluß ein, d. h., ein Teil der Elementarmagnete bleibt ausgerichtet. Diesen Remanenzfluß bezeichnet man kurz als *Remanenz* oder *Restmagnetismus*. Den Restmagnetismus kann man durch Ummagnetisieren, mechanische Erschütterung oder Erwärmung wieder beseitigen. Fließt der Strom I_{err} in umgekehrter Richtung durch die Erregerspulen, dann wird der Fluß auch in umgekehrter Richtung angetrieben und ist im Punkt C völlig verschwunden. Steigt der Strom I_{err} weiter in dieser Richtung, so wird der Fluß bis zum Punkt D aufgebaut (negative Sättigung). Alle Elementarmagnete sind nun in entgegengesetzter Richtung orientiert. Läßt man den Strom wieder in der ursprünglichen Richtung fließen, dann wird der Fluß von Punkt E entsprechend Kurve 3 aufgebaut. Die Erscheinung, die diese Kurve beschreibt, wird auch als *magnetische Hysterese* und demzufolge die Kurve als *Hysteresekurve* bezeichnet. Aus der Hysteresekurve sind zwei Schlußfolgerungen abzuleiten.

1. Für das Ummagnetisieren des Eisens (Umpolen der Elementarmagnete) wird Energie benötigt. Ein Maß für die dafür aufgewendete Energie ist die Fläche der Hysteresekurve. Eisen, das im Motor ummagnetisiert wird, z. B. im sich drehenden Anker, soll zwar schon bei kleiner Erregung einen großen Fluß ausbilden, aber eine kleine Hysteresefläche haben (Bild 2.6 — Kurve 1). Solche Eisensorten bezeichnet man als magnetisch weich. Je kleiner die Hysteresefläche, um so geringer der Hystereseverlust. Für den geschilderten Zweck sind spezielle Eisensorten — Dynamoeisen — entwickelt worden, die die geforderten Eigenschaften haben.
2. Es gibt bei den Elektromotoren Anwendungsfälle (Stator mit Dauermagneterregung), bei denen ein möglichst großer Restmagnetismus erwünscht ist, zu dessen Beseitigung außerdem eine hohe negative Erregung (Koerzitivkraft) erforderlich wäre (Strecke 0 — C in Bild 2.5).
   Magnetische Materialien mit solchen Eigenschaften werden als magnetisch hart bezeichnet (Bild 2.6 — Kurve 2) und für die Herstellung von Dauermagneten verwendet. Dauermagnete sollen möglichst lange und selbst unter schwierigen Betriebsbedingungen ihren Restmagnetismus behalten. Sie dürfen also nicht starken Magnetfeldern in der Gegenrichtung ausgesetzt werden (z. B. Einschaltstromstoß bei voller Belastung des Motors oder starkes äußeres Magnetfeld).

Der Restmagnetismus bzw. die Orientierung der Elementarma-

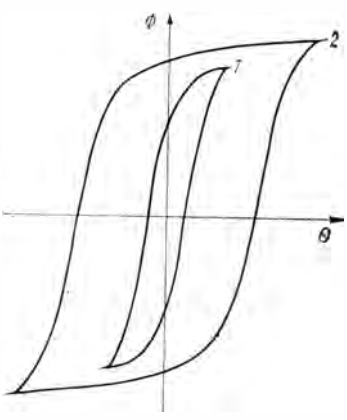


Bild 2.6
Hysteresekurven von magnetisch hartem und weichem Eisen

gnete kann aber auch durch Schlag oder Stoß bzw. starke Erwärmung beseitigt werden. Beim Betrieb von Elektromotoren mit Dauermagneterregung ist diese Eigenschaft unbedingt zu beachten.

Man kann also feststellen, daß der magnetische Kreis (Stator und Anker) in der Weise geformt ist, daß sich die magnetischen Flußlinien möglichst gut ausbreiten können. Dazu erhalten die Erregermagnete einen magnetischen Rückschluß, das magnetische Joch. Die Pole werden als Polschuhe ausgebildet, und der unvermeidliche Luftspalt wird so klein wie möglich gehalten. Außerdem verwendet man für den magnetischen Kreis Dynamoeisen, das einen besonders geringen magnetischen Widerstand hat und nur geringe Hystereseverluste (im Anker) hervorruft.

Betrachtet man das Ankereisen des Motors etwas genauer, so wird man feststellen, daß es aus vielen Blechen zusammengesetzt ist. Diese Bleche sind außerdem noch durch eine Lackschicht gegeneinander isoliert. Das hat folgenden Grund: Nach Gl. (3) wird nicht nur in der Ankerwicklung eine Spannung induziert, sondern auch in allen Metallteilen, die einer Flußänderung ausgesetzt sind. Dazu gehören in erster Linie das Ankereisen, aber auch die Polschuhe, an denen sich der Anker mit seinem Feld vorbeidreht. Die auf diese Weise induzierten Spannungen sind die Ursache für Ströme in den Metallteilen, die man als *Wirbelströme* bezeichnet. Sie sind nicht an der Entstehung des Drehmoments beteiligt und bedeuten einen Verlust, *Wirbelstromverlust* genannt. Um die Wirbelstromverluste so klein wie möglich zu halten, wird die Ausbreitung der Wirbelströme im Eisen erschwert, indem man es aus einzelnen, gegeneinander isolierten Blechen herstellt sowie dem Eisen Silizium hinzulegiert und damit dessen elektrische Leitfähigkeit stark vermindert. Die einzelnen Bleche haben eine Stärke von 0,5 mm, bei hochwertigen Elektromotoren von 0,35 mm. Bei größeren Elektromotoren bestehen nur die Polschuhe und der Anker aus Blechen, bei Kleinmotoren dagegen aus technologischen Gründen oft der ganze Stator.

Kleinmotoren ab etwa 100 W Leistungsaufnahme werden mit Erregerwicklung hergestellt. Um bei Leistungen dieser Größenordnung das erforderliche Drehmoment zu erzeugen, ist ein bestimmter Fluß erforderlich, der sich bei vertretbarem Aufwand nur mit Elektromagneten erzeugen läßt. Es ist beim heutigen Stand der Technik durchaus möglich, auch Kleinmotoren mit

$P_{zu} > 100$ W mit Dauermagneterregung herzustellen, nur steht dann der Preis eines solchen Magneten in keinem Verhältnis zum erzielten Nutzen.

Bei Kleinstmotoren für $P_{zu} < 100$ W hat sich die Dauermagneterregung heute allgemein durchgesetzt. Hochwertige, aber preiswerte Dauermagnetmaterialien (Alnico-Magnete bzw. keramische Dauermagnete) ermöglichen die Herstellung billiger Kleinstmotoren für den Spielzeug- und Modellantrieb, den Antrieb von Kassettenbandgeräten, aber auch für Stellantriebe mit hohen Beanspruchungen und Präzisionsantriebe (Servomotore) sowie für Scheibenwischer, Scheibenwaschanlage oder Lüfter im Kfz.

Der Grund für die Verwendung von hartmagnetischen Werkstoffen für die Erzeugung des Erregerfeldes ist in erster Linie im Wirkungsgrad begründet. Je kleiner ein Elektromotor wird, um so schlechter wird sein Wirkungsgrad. Bei Kleinstmotoren muß man also jede Möglichkeit zur Wirkungsgradverbesserung ausschöpfen.

Eine dieser Möglichkeiten ist die Vermeidung der Erregerleistung, die bei billigen Gleichstrommotoren der Größenordnung $P_{zu} \approx 100$ W bereits bis 10%, also $P_{err} \approx 10$ W, beträgt. Bei noch kleineren aufgenommenen Leistungen verschlechtert sich das Verhältnis noch mehr, so daß der Wegfall der Erregerleistung den Wirkungsgrad der Kleinstmotoren erheblich verbessert.

Daß weitere Faktoren den Wirkungsgrad des Motors beeinflussen, darauf wird an anderer Stelle noch eingegangen. Wichtig ist nur, sich zu merken, daß durch lang anhaltende Überlastung, durch Einschalten des Ankerstroms bei Überspannung und voller Last (ergibt hohen Anlaufstromstoß), durch erhöhte Temperatur sowie durch harte mechanische Beanspruchung (Schlag oder Stoß) der Restmagnetismus (Strecke B $\triangleq$ Φ in Bild 2.5) erheblich geschwächt werden kann. Damit würde sich das entwickelte Drehmoment entsprechend Gl. (2) ebenfalls vermindern und der Motor nicht mehr die ursprüngliche Leistung abgeben.

Bei Hochleistungsantrieben, z. B. in Rennbooten oder in Elektroflugmodellen, lassen sich erhöhte elektrische oder auch thermische Belastungen kaum vermeiden. Läßt das Drehmoment eines solchen Motors stark nach, so kann man den Magneten wieder aufmagnetisieren. Manche Autoelektrikwerkstatt verfügt über entsprechende Einrichtungen und auch Erfahrungen.

Die Dauermagnete sind entweder als Ringmagnete oder als Schalenmagnete ausgebildet, die in das Statorgehäuse eingeklebt werden. Die Fertigungstoleranz für die keramischen Magnete, aber auch für den Anker, bedingen selbst bei Kleinstmotoren einen Luftspalt von 0,2 bis 0,5 mm.

2.2. Anker

Bei den für Modellantriebe gebräuchlichen Elektromotoren unterscheidet man 2 Ankerformen: den *Trommelanker* und den *Glockenanker*. Der Trommelanker besteht aus der Welle, dem aufgepreßten Blechpaket, der Ankerwicklung, dem Kommutator und eventuell dem Lüfterrad (Bild 2.7). Er ist die weitaus verbreitetste Ankerform, da mit ihr bei geringem materiellen und technologischen Aufwand gute Ergebnisse erzielt werden. Bei den meisten Trommelankern wird nur ein Wellenende über das Lagerschild (Lagerschild A) zum Kraftabtrieb herausgeführt. Bei manchen Bauformen sind aber auch beide Wellenenden herausgeführt. Letztere bieten besonders beim Einsatz für den Modellantrieb recht variable Möglichkeiten. Wie aus Bild 2.2 und Bild 2.3 zu ersehen ist, ruft der Strom, der durch die Leiterschleife fließt, nach Gl. (5) ebenfalls ein magnetisches Feld hervor, das als *Ankerquerfeld* bezeichnet wird, da es quer zum Erregerfeld gerichtet ist (s. Bild 2.3). Um nach Gl. (2) ein hohes Drehmoment zu erzeugen, muß der Strom durch den Anker und damit das Ankerquerfeld groß werden. Aus Gl. (5) folgt aber auch, daß es im Prinzip egal ist, ob man durch eine Windung einen hohen Strom oder einen kleinen Strom durch mehrere Windungen (Spule)

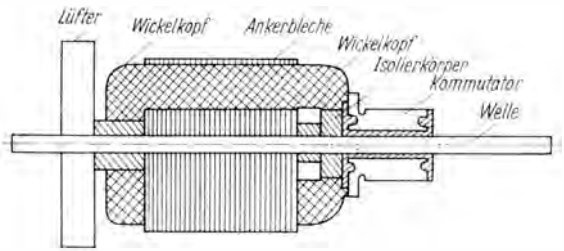


Bild 2.7 Schnitt durch den Anker des Gleichstrommotors

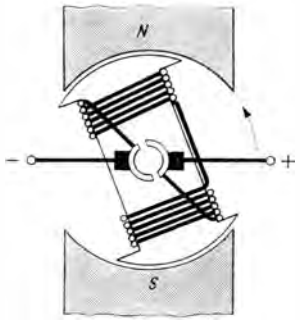


Bild 2.8
Doppel-T-Anker

fließen läßt. Entscheidend für den Ankerfluß ist dessen Antrieb, und der ergibt sich zu $\Theta_A = I_A N$ als Produkt aus Ankerstrom und Ankerwindungszahl. Man bildet die Leiterschleife nach Bild 2.2 als Spule aus und wickelt diese, wie bereits erläutert, zur besseren Ausnutzung des Erregerflusses auf einen Eisenkern. Zu diesem Zweck versieht man das Ankereisen mit Nuten. Die einfachste Form wäre mit zwei Nuten, auch als *Doppel-T-Anker* bezeichnet (Bild 2.8). Das ist auch die älteste Ankerform für Gleichstrommaschinen. Sie wurde bereits 1854 angewendet.
Diese Ankerform hat einige entscheidende Nachteile. So u. a. geringe Materialausnutzung, schlechte Anlaufeigenschaften, ungleichmäßiger Lauf und Schwierigkeiten bei der Stromwendung. Diese Nachteile lassen sich mit einem dreinutigen Anker bereits

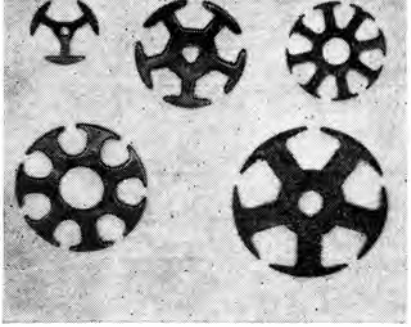


Bild 2.9
Ankerbleche von Kleinmotoren

wesentlich vermindern. Klein- und Kleinstmotoren haben daher einen drei- oder mehrfach genuteten Anker (Bild 2.9).
Die Ankerspulen sind meist als Träufelwicklung hergestellt und dann in die Nuten eingelegt — geträufelt. Bei dünnen Drahtquerschnitten und hohen Drehzahlen werden die Nuten durch Nutenkeile verschlossen, die Wickelköpfe bandagiert und die Wicklung anschließend mit einem Harz oder Lack getränkt. Auf diese Weise erreicht man die für die mechanische Belastung durch Fliehkräfte notwendige Festigkeit.
Besonderes Augenmerk ist bei der Herstellung des Ankers auf die Wicklungsisolation zu legen. Das wird sofort klar, wenn man bedenkt, welchen thermischen (Erwärmung durch den Ankerstrom auf über 100 °C) und mechanischen (scharfe Kanten in den Nuten, Fliehkräfte) Belastungen die Ankerwicklung ausgesetzt ist. Unter den genannten Bedingungen muß die Isolation der Windungen gegeneinander, aber auch gegenüber dem Ankereisen, gewährlei-

Tabelle 2.1. Wärmebeständigkeitsklassen

Wärmebeständigkeitsklasse	maximale Dauertemperatur in °C	Charakteristik des Isolierstoffes
A	105	getränkte oder in flüssige Isolierstoffe (z. B. Öl) getauchte Faserstoffe aus Zellulose (Baumwolle, Papier, Zellwolle) oder Seide
E	120	Folien, Lackfilme und warmhärtende Harze
B	130	Materialien aus Glimmer, Asbest oder Glasfasern mit geeigneten organischen Binde- oder Tränkmitteln
F	155	Materialien aus Glimmer, Asbest oder Glasfasern mit geeigneten Binde- oder Tränkmitteln
H	180	Materialien aus Glimmer, Asbest oder Glasfasern mit anorganischen Binde- oder Tränkmitteln (Silikone)
G	über 180	Materialien aus Glimmer, keramischen Stoffen oder Glas ohne Bindemittel

stet sein. Bei hochwertigen Kleinmotoren sind daher die Ankernuten mit Isolierpapier oder Folie ausgekleidet. In vielen Fällen begnügt man sich auch mit einem isolierenden Lackanstrich in der Nut.

Die meisten Antriebsmotoren von Modellen „sterben" erfahrungsgemäß den Wärmetod. Entweder der Kollektor lötet aus oder verbrennt (seltener) oder aber die Wicklungsisolation verkohlt infolge längerer Überlastung (s. Abschnitt 4.3.). Allein diese Tatsache macht deutlich, wie wichtig einige Kenntnisse über die Wicklungsisolation und deren Verhalten sind.

Die Isolierstoffe werden in Wärmebeständigkeitsklassen eingeteilt (Tabelle 2.1.). Zur Isolation der Ankerwicklung werden die Drähte mit einem Lacküberzug versehen (Kupferlackdraht — CuL). Die heute verwendeten Lacke haben durch entsprechende Werkstoffauswahl (Polyamide, Imide, Polyester, Silikone) hervorragende mechanische Eigenschaften (kratz-, zug-, biege- und druckfest, elastisch, haftfähig u. a.).

Welche Drahtisolation verwendet wird, ist bei den Kleinmotoren auch wesentlich eine Kostenfrage. Es gibt heute Polyesterlacke für die Wärmeklassen F und H. Selbst in Höchstleistungsmotoren für den Modellantrieb werden aus Kostengründen und technologischen Gründen lackisolierte Wicklungsdrähte verwendet.

Jedes Spulenende ist an einer Kommutatorlamelle angeschlossen. Bei älteren Bauformen war das eine Lötverbindung. Bei neueren Kleinmotoren wird das Wicklungsende unter eine Nase an der Kommutatorlamelle gequetscht (Bild 2.10). Diese Verbindungsart läßt sich thermisch höher belasten, denn bei angelöteten Spulenenden schmilzt selbst bei kurzzeitigen Überlastungen das

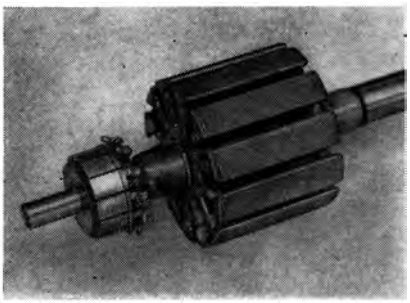


Bild 2.10
Kommutator für Klemmbefestigung der Ankerwicklung

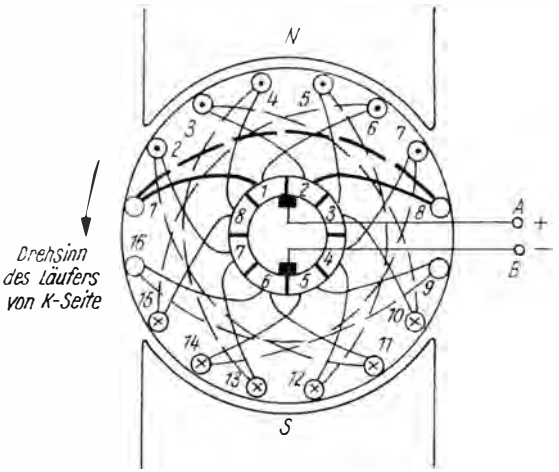


Bild 2.11 Schaltung der Ankerspulen

Zinnlot und wird durch die Fliehkraft vom Kommutator weggeschleudert.

Hochleistungsmotoren in Booten der Klasse F1 „starben" bisher meist vorzeitig am angelöteten Kollektor. Langdauernde Überlastungen, die nicht zum Auslöten führen, zerstören die Wicklungsisolation infolge zu starker Erwärmung.

Die Spulen werden in den Nuten in der Weise untergebracht, daß sich je eine Spulenseite jeweils unter einem Pol befindet. Man kann nun für jede Spulenseite eine Nut vorsehen (Bild 2.11) oder aber, wie bei kleinen Motoren üblich, die linke und die rechte Seite benachbarter Spulen in einer Nut unterbringen, z. B. Leiter 2/3, 4/5, 6/7 usw. in einer Nut. Alle Spulen sind zueinander in Reihe geschaltet und jeweils ein Verbindungspunkt mit einer Lamelle des Kommutators verbunden.

Übersichtlicher ist die Darstellung einer Ankerwicklung, wenn man deren Abwicklung zeichnet (Bild 2.12). Die Stromzuführung zur Wicklung über Kohlebürsten und Kommutator liegt immer an den Spulen, deren Seiten sich im feldfreien Raum zwischen den Polen befinden. Diese Ankerform wird als *Trommelanker* bezeichnet. Sie wurde erstmals von *Hefner-Alteneck* im Jahre 1872 angewendet.

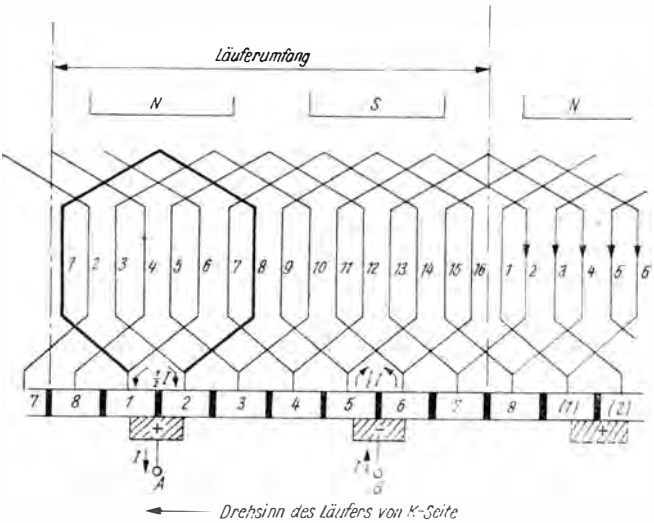


Bild 2.12 Abwicklung der Ankerwicklung nach Bild 2.13

Der Trommelanker zeichnet sich durch sehr gute Ausnutzung des Kupfers und Eisens sowie durch gute Betriebseigenschaften aus. Der weitaus größte Teil der heute hergestellten Kleinmotoren hat einen Trommelanker. Dabei sind auch andere Schaltungsvarianten der Wicklung, als die in Bild 2.11/Bild 2.12 dargestellte, möglich.

Die Stromwendung vollzieht der Kommutator. Er besteht aus konischen Kupferlamellen, die gegeneinander durch Glimmer oder Mikanit isoliert und auf dem Tragkörper befestigt sind. Bei Kleinmotoren ist der Tragkörper ein Preßteil, das gleichzeitig die Kupferlamellen zusammenhält (Bild 2.13). Für Kleinstmotoren wird der Kommutator aus einem Metallröhrchen (Cu oder Ag) hergestellt, das man auf ein Isolierröhrchen aufklebt und anschließend schlitzt. An Material und Herstellungsgenauigkeit für den Kommutator werden hohe Anforderungen gestellt. Der Kommutator ist das wichtigste Verschleißteil des Elektromotors, da er mechanisch, elektrisch und thermisch hoch belastet wird.

Die in einem Elektromotor umgesetzte Leistung wird im wesentlichen durch dessen Erwärmung begrenzt. Hochleistungsmotoren

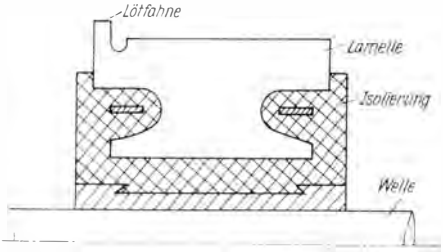


Bild 2.13 Schnitt durch einen Kommutator

haben daher eine zusätzliche Luft- oder sogar Wasserkühlung. Bei luftgekühlten Motoren befindet sich meist auf der Ankerwelle ein Lüfterrad (Bild 2.14). Man unterscheidet dabei Radial- (Bild 2.14 oben) oder Axiallüfter (Bild 2.14 unten). Die zusätzliche Kühlung wird immer dann erforderlich, wenn der Motor im Modellinneren untergebracht ist, wie z. B. bei Auto- und Schiffsmodellen. Bei Flugmodellen kann man den Motor direkt vom Propellerluftstrom anblasen lassen und erzielt auf diese Weise eine gute Kühlwirkung (Bild 2.15).

Der bisher beschriebene Kleinmotor mit Trommelanker und Dauermagneterregung bzw. Erregerspule ist die am meisten verbreitete Bauform. Für spezielle Anwendungszwecke, z. B. schnelle Steuerantriebe, bei denen es auf kleine Anlauf- und Umsteuerzeiten sowie geringe Verluste ankommt, wurden Gleichstrommotoren mit eisenlosem Läufer entwickelt. Da diese Motoren auch für Modellantriebe dienen (das erste Elektroflugmodell von

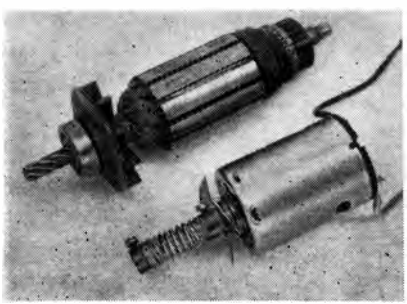


Bild 2.14
Lüfterformen; oben — Radiallüfter, unten — Axiallüfter

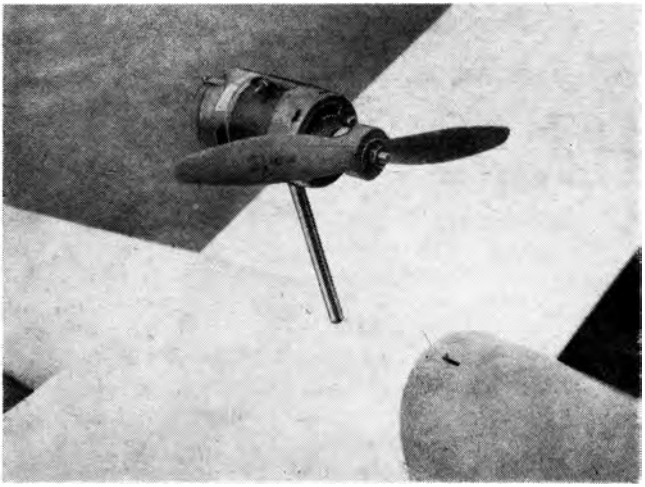


Bild 2.15 Anbringung eines Elektroflugmotors

F. Militky aus dem Jahr 1959 war mit einem solchen Motor ausgerüstet), seien sie ebenfalls kurz erwähnt.
Bei diesem Motor läuft der Anker zwischen dem innen liegenden Dauermagneten und dem Eisenmantel. Durch diese Bauform hat der Glockenankermotor einige sehr vorteilhafte Eigenschaften: geringes Trägheitsmoment, fehlende Eisenverluste, hohe Nenndrehzahlen, lange Lebensdauer. Auch wenn diese Merkmale für den Einsatz bei Modellantrieben sprechen, so blieb doch bisher die Anwendung wegen seines hohen Preises auf Spezialantriebe (meist für Rekordversuche) beschränkt.

2.3. Lagerschilde

Die Lagerschilde A und B, sind es auch nur Brücken (s. Bild 2.4), schließen den Motor nach beiden Seiten ab und nehmen die Lager auf. Es gibt zahlreiche Ausführungsformen, da sie meist nicht nur der Lagerung, sondern auch der Befestigung des Motors dienen (Flanschmotore). Bei Kleinstmotoren ist das A-Lagerschild oft gleich Bestandteil des Statorgehäuses (s. Bild 2.4). Bei hochwer-

tigen Motoren wird die Welle in Wälzlagern gelagert. Damit erreicht man geringe mechanische Verluste und hohe Standzeiten, allerdings um den Preis höherer Herstellungskosten. Für die meisten Kleinmotoren werden heute selbstschmierende Sinterbronzelager verwendet, die den Anforderungen vollauf genügen. Durch Ausbildung als kugelförmige Lagerkalotten zentriert sich der Anker selbst. Bei den Sinterbronzelagern ist das Schmiermittel in den feinen Poren des Lagerwerkstoffes enthalten. Die Lager haben sehr gute Selbstschmier- und Notlaufeigenschaften. Sie müssen im allgemeinen nicht nachgeschmiert werden.

Im B-Lagerschild ist der Bürstenhalter untergebracht. Die Bürstenhalter sind je nach Größe und Bauform des Motors sehr unterschiedlich konstruiert. Oft dient das Lagerschild selbst als Bürstenhalter. Zum Beispiel sind die Kohlebürsten des Motors nach Bild 2.4 auf kleinen, im Kunststofflagerschild befestigten Blattfedern aufgelötet. Bei anderen Motorkonstruktionen verwendet man geformte Bürsten (Bild 2.16), die auf einem Bolzen im Lagerschild schwenkbar angebracht sind.

Die Bürsten werden durch Federn mit genau festgelegtem Druck an den Kommutator angepreßt. Der optimale Auflagedruck wird vom Motorenhersteller in langen Versuchsreihen ermittelt und sollte daher vom Anwender möglichst nicht geändert werden. Bei Verringerung des Auflagedruckes steigt die elektrische Beanspruchung; steigert man den Auflagedruck, so nehmen mechanischer Verschleiß und die Reibungsverluste zu. Um das Optimum

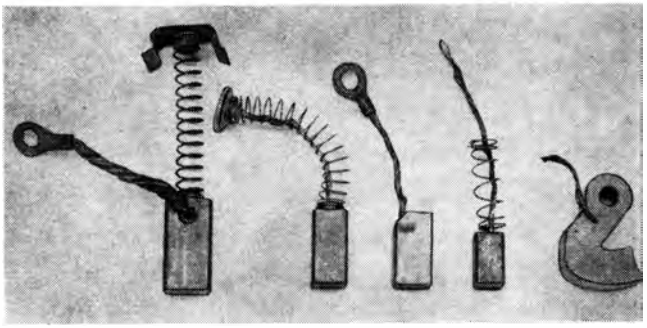


Bild 2.16 Formen der Kohlebürsten

zu finden, fehlen dem Modellbauer meist die erforderlichen Meß- und Kontrollmittel.

Die Bürsten werden aus Graphit mit Beisätzen gepreßt. Die Bezeichnung „Bürste" rührt noch aus der Anfangszeit her, als auf dem Kommutator tatsächlich Drahtbüschel, also Bürsten, zur Stromabnahme auflagen. So vielfältig wie je nach Anwendungszweck heute die Form der Kohlebürsten ist, so unterschiedlich ist auch deren Zusammensetzung. Man unterscheidet Hartkohlebürsten, Naturgraphitbürsten, Elektrographitbürsten und metallhaltige Bürsten.

Für Motoren mit geringer Betriebsspannung und hohen Strombelastungen, wie sie bei Modellantrieben eingesetzt werden, verwendet man fast ausschließlich metallhaltige Bürsten. Sie werden aus Graphit- und Bronzestaub in ganz bestimmten Mischungsverhältnissen gepreßt. Form, Querschnitt, Zusammensetzung und nicht zuletzt der Auflagedruck der Bürste richten sich nach den thermischen, elektrischen und mechanischen Beanspruchungen während des Betriebs.

Zum Anschluß ist in die Bürsten ein kleines geflochtenes Kupferseil eingepreßt. Es dient dazu, den Übergangswiderstand vom Bürstenhalter zur Bürste zu verringern. Dieses Kupferseil darf bei Arbeiten am Motor auf keinen Fall beschädigt oder aus der Kohle herausgezogen werden. Da durch den Übergangswiderstand zwischen Bürste und Kommutator bei hohen Strömen nach Gl. (6),

$$P_{V\,Bü} = I_A^2 \, R_{ü} \,, \tag{6}$$

erhebliche Verluste auftreten, werden bei Höchstleistungsmotoren für Schiffsantriebe die Bürstenhalter sogar wassergekühlt. Damit der Übergangswiderstand $R_{ü}$ nicht zu groß wird, müssen die Bürsten dem Kommutator gut angepaßt und eingeschliffen sein, gleichmäßig angedrückt und vibrationsfrei geführt werden.

Bei den meisten Kleinmotoren läßt sich der Bürstenhalter bzw. das Lagerschild drehen, um die Stromwendung optimal einstellen zu können (s. Abschnitt 3.2.).

3. Betriebsverhalten des Elektromotors

Um den Motor richtig auf den Antrieb abzustimmen, d. h., um optimale Antriebsleistungen zu erzielen, muß man sein Betriebsverhalten und die Belastungsfähigkeit recht genau kennen. Bei langsam fahrenden großen Schiffsmodellen gibt es für die Auswahl des Motors keine Volumen- oder Gewichtsprobleme; es läßt sich ein Typ mit ausreichender Leistungsreserve einsetzen. Dagegen ist die Kenntnis der Motorcharakteristiken bei Betrieb von Schiffsmodellen für die Geschwindigkeitsklassen und beim Flugmodellen von entscheidender Bedeutung. Für manche Motoren kann man wichtige Daten beim Kauf oder aus Katalogen bzw. Firmenmitteilungen erfahren. Selbst wenn die auf diese Weise erhaltenen Angaben recht umfassend sind, muß beachtet werden, daß sie recht großen Streuungen unterliegen. Ganz abgesehen von Motoren mit unbekannten Daten, die man u. U. auch für den Modellantrieb nutzen möchte. In diesem Fall steht der Modell-

Tabelle 3.1. Muster der Meßtabelle

	Gemessene Werte					Errechnete Werte			
Nr.	F_G	F_F	U	I	n	M	P_{zu}	P_{ab}	η
	N	N	V	A	min^{-1}	Nm	W	W	%
1.									
2.									
3.									
4.									
5.									
6.									
7.									
8.									

Parameter: Klemmenspannung U in V
Durchmesser der Bremsscheibe D in mm
Durchmesser des Bremsseils d in mm
Leerlaufstrom I_{leer} in A
Leerlaufdrehzahl n_{leer} in min^{-1}
Motor Nr. — Typ

bauer vor der Aufgabe, die wichtigsten Daten eines Antriebsmotors selbst zu ermitteln (s. Tabelle 3.1.). Daß das gar nicht so schwer ist und auch keinen großen Aufwand erfordert, wird im folgenden dargelegt. Für eine erste Einschätzung eines Motors genügt die Kenntnis seiner hauptsächlichen Daten:

Kennwert	Formelzeichen	Einheit
Betriebsspannung	U	V
Leerlaufstrom	I_{leer}	A
Nennstrom	I_{nenn}	A
Maximalstrom (mit Belastungszeit!)	$I_{\max}$	A
Leerlaufdrehzahl	n_0	min^{-1}
Nenndrehzahl	n_{nenn}	min^{-1}
Drehmoment	M	Nm (früher kpm; 1 kp = 9,81 N)
Masse	m	g
Abmessungen	l, b, h	mm
Wellendurchmesser	d	mm

Aus diesen Werten lassen sich weitere berechnen, die ebenfalls zur Einschätzung des Motors wichtig sind. Dazu gehören
— die aufgenommene elektrische Leistung P_{Zu} in W nach

$$P_{\text{Zu}} = U\,I; \tag{7}$$

mit U — Klemmenspannung in V, I — aufgenommener Strom des Motors in A ($I = I_{\text{A}} + I_{\text{err}}$ für Motoren mit Erregerwicklung, $I = I_{\text{A}}$ für Motoren mit Permanentmagnet);
— die abgegebene (mechanische) Leistung P_{ab} in W nach

$$P_{\text{ab}} = 0{,}105\,M\,n; \tag{8}$$

mit M — Drehmoment in Nm, n — Drehzahl in min^{-1}, 0,105 = Umrechnungsfaktor;
— bei Motoren mit Erregerwicklung die Erregerleistung P_{err} in W nach

$$P_{\text{err}} = I_{\text{A}}^2\,R_{\text{err}} \tag{9}$$

für Hauptschlußmotor mit I_{A} — Ankerstrom in A, R_{err} — Widerstand der Erregerwicklung in Ω;

$$P_{err} = U\, I_{err} \tag{10}$$

für Nebenschlußmotor mit U — Klemmenspannung in V, I_{err} — Erregerstrom in A;

— der Wirkungsgrad η (sprich: Eta) in % nach

$$\eta = \frac{P_{ab}}{P_{zu}}; \tag{11}$$

mit P_{ab} — abgegebene (mechanische) Leistung in W, P_{zu} — zugeführte (elektrische) Leistung in W.

Aus der Übersicht der Kennwerte ist zu ersehen, daß sie jeweils nur für ausgewählte Betriebsfälle (Leerlauf, Nennlast, Maximallast) gelten. Zum richtigen Einsatz eines Motors ist es aber auch wichtig zu wissen, wie er sich zwischen diesen Grenzwerten verhält, also sein Betriebsverhalten zu kennen. Um nun nicht mit einer Vielzahl von Daten operieren zu müssen, wählt man dafür die Kennliniendarstellung (Bild 3.1). Wie man diese Kennlinien aufnimmt und was aus ihnen abgelesen werden kann, wird im weiteren dargelegt.

Als unabhängige Veränderliche ist im Kennlinienfeld, auch als Betriebs- oder Belastungskennlinien bezeichnet, das Motordrehmoment M eingetragen. Diesem Motordrehmoment entspricht ein gleich großes Bremsdrehmoment, mit dem der Motor belastet

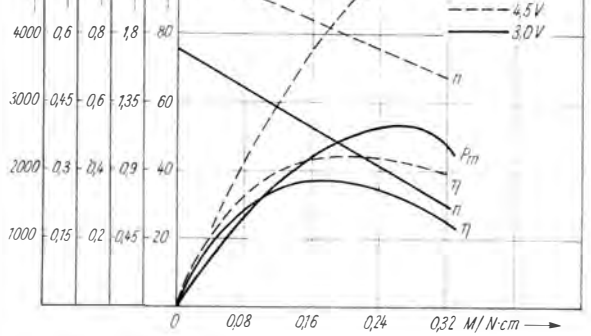


Bild 3.1 Kennlinienfeld eines Kleinstmotors

wird. Das bedeutet, um den Motor zu belasten, muß er abgebremst werden. Diese Aufgabe übernimmt dann der in Teil 3 beschriebene Prüfstand.

3.1. Kennlinien des Elektromotors

Die Kennlinien in Bild 3.1 geben das typische Verhalten von permanenterregten Gleichstrommotoren wieder. Dazu gehörten das lineare Verhalten der Drehzahl (Abfall) und des Stroms (Anstieg) in Abhängigkeit von der Belastung sowie die deutlich ausgeprägten Maxima für die abgegebene mechanische Leistung und den Wirkungsgrad. Die lineare Abhängigkeit des Stroms von der Belastung geht aus Gl. (2) hervor. Für den permanenterregten Gleichstrommotor kann man $\Phi = \text{konst.}$ annehmen. Dann wird

$$M \sim I_A \,. \tag{12}$$

Das gilt aber — je nach Motor — nur für den Bereich bis etwa 2 M_{nenn}. Wird die Belastung dann noch weiter erhöht, so nimmt I_A wegen der hohen Verluste und der Ankerrückwirkung überproportional zu. Unter Ankerrückwirkung versteht man die Verzerrung des Erregerfeldes durch das Ankerquerfeld. Infolge steigenden Ankerstroms wird das Ankerquerfeld mit zunehmender Belastung ebenfalls stärker. Zusammen mit dem Erregerfeld bildet sich ein resultierendes Feld im Motor, das etwa den Verlauf

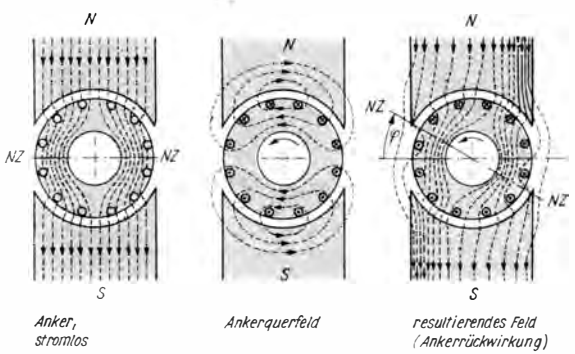


Bild 3.2 Entstehung der Ankerrückwirkung

gemäß Bild 3.2 hat. Die Flußlinien werden an der auflaufenden Polkante zusammengedrängt. Da der magnetische Kreis bereits im Sättigungsgebiet arbeitet, tritt dadurch eine Flußschwächung ein. Flußschwächung bedeutet aber einen überproportionalen Stromanstieg, um das geforderte Motordrehmoment noch erzeugen zu können. Da am Kommutator infolge der Ankerrückwirkung ein starkes Bürstenfeuer auftritt, ist dieser Belastungsfall im praktischen Betrieb nicht nur unwirtschaftlich, sondern führt direkt zur Beschädigung des Motors. Der lineare Drehzahlabfall mit steigender Belastung erklärt sich aus Gl. (3) und Gl. (4). Durch Umstellung ergibt sich

$$n = \frac{U - U_A}{c_2 \Phi} \tag{13}$$

Daraus ersieht man, daß der Ankerspannungsabfall U_A den Drehzahlabfall bewirkt. Da U_A nach der Gleichung

$$U_A = I_A R_A \tag{14}$$

proportional mit I_A, also auch proportional mit der Belastung M [nach Gl. (12)] wächst, fällt n mit steigender Belastung. Diese Drehzahlabhängigkeit von der Belastung ist besonders bei Motoren mit hohem Ankerwiderstand R_A stark ausgeprägt! Bei Dauerbetrieb mit Nennlast erwärmt sich die Ankerwicklung, und R_A nimmt mit der Temperatur zu. Diese Erscheinung führt zu einem weiteren Drehzahlrückgang. Sie wird aber im Überlastbereich von der Ankerrückwirkung etwas kompensiert, die eine Flußschwächung und damit ein Ansteigen der Drehzahl zur Folge hat.

Bei Klein- und Kleinstmotoren überwiegt die Wirkung des Ankerspannungsabfalls, so daß die Drehzahl n mit steigender Belastung sinkt. Bei Hochleistungsmotoren mit $P_{zu} > 100$ W kann die Feldschwächung durch die Ankerrückwirkung zu unangenehmen Pendelerscheinungen führen, denn eine mit steigender Belastung ebenfalls steigende Motordrehzahl hat immer einen instabilen Betriebszustand zur Folge.

Da für Leistungen $P_{zu} > 100$ W auch heute noch Motoren mit Erregerwicklung gebaut werden, sei deren Betriebsverhalten ebenfalls kurz dargestellt. Die Erregerwicklung kann parallel zum Anker (Nebenschlußmotor) oder in Reihe zum Anker (Haupt- oder Reihenschlußmotor) geschaltet werden (Bild 3.3). Da beim

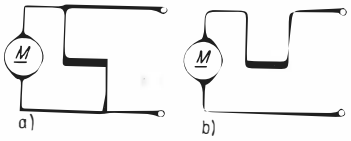


Bild 3.3
Schaltung der Erregerwicklung: a — Nebenschlußmotor, b — Reihenschlußmotor

Nebenschlußmotor bei konstanter Klemmenspannung ein konstanter Erregerstrom und folglich über weite Betriebsbereiche auch ein konstanter Fluß auftritt, gelten Gl. (13) und Gl. (14). Der Kennlinienverlauf für den Nebenschlußmotor ähnelt sehr stark dem des permanenterregten Motors. Dagegen wird beim Reihenschlußmotor die Erregerwicklung vom Ankerstrom durchflossen. In erster Näherung kann man annehmen, daß der Fluß Φ dem „Erregerstrom" I_A proportional ist. Damit erhält man aus Gl. (2) die Beziehung

$$M \sim I_A^2 . \tag{15}$$

Dieser Motor hat einen ganz anderen Kennlinienverlauf (Bild 3.4). Nach Gl. (15) steigt der aufgenommene Strom quadratisch mit wachsender Belastung. Durch Ankerrückwirkung und Flußschwächung wird diese Abhängigkeit im Überlastbereich etwas verzerrt.

Bemerkenswert ist ebenfalls die Abhängigkeit $n = f(M)$. Die Kennlinie macht deutlich, daß der Reihenschlußmotor im Leerlauf die höchste Drehzahl hat, die dann stark absinkt. Bei Reihenschlußmotoren mit $P_{zu} > 100$ W ist reiner Leerlauf wegen der

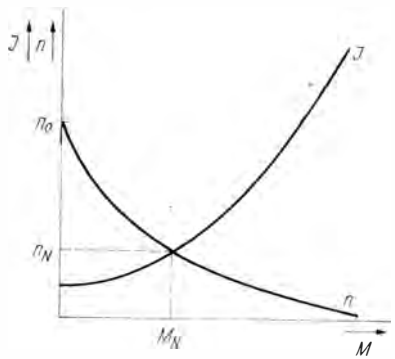


Bild 3.4
Belastungskennlinie eines Reihenschlußmotors

hohen Drehzahl und der damit verbundenen Beschädigungsgefahr (Fliehkraft) zu vermeiden. Bei hohen Drehmomenten läuft der Motor mit ganz geringen Drehzahlen. Das bedeutet, der Motor entwickelt ein hohes Anzugsmoment und ist hoch überlastungsfähig (kurzzeitig! — Erwärmung beachten!), ohne ein instabiles Drehzahlverhalten zu zeigen. Gerade das hohe Anzugsmoment ist für Fahrzeuge wichtig, die unter Last anfahren müssen (Automodelle). Dieses Verhalten erklärt sich aus Gl. (13), da beim Reihenschlußmotor nicht nur U_A mit der Belastung wächst, sondern auch Φ. Selbst wenn man den Einfluß von U_A vernachlässigt — bei größeren Motoren ist das in erster Näherung möglich, da U_A nur einige Prozent von U beträgt —, würde n hyperbolisch mit der Belastung abfallen. Das Verhalten der abgegebenen Leistung P_{ab} und des Wirkungsgrades η ähneln einander bei allen 3 Motortypen sehr, so daß es anhand der Kennlinien von Bild 3.1 besprochen wird.

Die Belastungskennlinien P_{ab} und von η haben jeweils ein Maximum. Der ähnliche Kurvenverlauf ist bei beiden Größen auf den Einfluß der Verluste zurückzuführen. Der Zusammenhang zwischen P_{ab} bzw. η und M geht aus Gl. (11) hervor. In Bild 3.1 ist neben P_{ab} und η auch P_{zu} eingezeichnet, so daß die Wechselwirkung der 3 Größen in Abhängigkeit von der Belastung noch deutlicher wird. P_{zu} steigt linear mit der Belastung, während P_{ab} und η nach Erreichen des Maximums wieder abnehmen. In der Regel legt man den Motor in der Weise aus, daß er bei Nennbelastung (entspricht Nennmoment) auch seine maximale mechanische Leistung (dann ist es die Nennleistung) abgibt. Daß auch andere Auslegungen des Motorbetriebs möglich sind, wird in Abschnitt 3.2. dargelegt. Die Gesamtverlustleistung P_V in W des Motors ergibt sich zu

$$P_V = P_{zu} - P_{ab} . \tag{16}$$

P_V bestimmt wesentlich das Betriebsverhalten des Motors, so daß diese Größe etwas näher betrachtet werden soll. Da der Motor bereits im Leerlauf eine Leistung aufnimmt, aber keine abgibt, ist die Leerlaufleistung eine reine Verlustleistung. Die Leerlaufleistung deckt die Leerlaufverluste des Motors. Bei Belastung kommen noch die Lastverluste hinzu. Bei Motoren mit Erregerwicklung sind zusätzlich die Erregerverluste zu berücksichtigen. Damit erhält man

$$P_V = P_{V\,leer} + P_{V\,last} + P_{V\,err}; \tag{17}$$

mit P_V — Gesamtverlustleistung in W, $P_{V\,leer}$ — Leerlaufverluste, in W, $P_{V\,last}$ — Lastverluste in W, $P_{V\,err}$ — Erregerverluste in W.

Zu den Leerlaufverlusten gehören die bereits erwähnten Hystereseverluste und die Wirbelstromverluste. Beide werden auch als Eisenverluste bezeichnet und nehmen mit der Drehzahl und dem magnetischen Fluß zu. Ferner zählen zu den Leerlaufverlusten die mechanischen Verluste wie Lager-, Luft- und Bürstenreibungsverluste sowie die Lüfterverluste. Bis auf die Lüfterverluste, die stark mit der Drehzahl ansteigen, können die mechanischen Verluste als praktisch lastunabhängig angesehen werden. Neben diesen Verlusten gibt es noch die als zusätzliche Verluste bezeichneten. Sie entstehen durch Wirbelströme in Kupfer- und Eisenteilen. Da sie nur gering sind, wird auf sie nicht näher eingegangen. Erwähnt werden muß allerdings, daß bei Klein- und Kleinstmotoren durch den Leerlaufstrom in Anker und Bürsten bereits ein nennenswerter Stromwärmeverlust eintritt. Dieser kann 10% und mehr der Lastverluste betragen. Die Erregerverluste sind reine elektrische Verluste, die sich nach Gl. (9) und Gl. (10) errechnen. Da diese Verluste die Leistungsbilanz des Kleinmotors sehr negativ beeinflussen, werden Kleinstmotoren ausschließlich und Kleinmotoren mit immer größeren Nennleistungen permanent erregt. Auf weitere Betrachtungen dieser Verlustart sei daher verzichtet.

Die Lastverluste sind fast ausschließlich elektrische Verluste und werden auch als Stromwärmeverluste bezeichnet. Sie setzen sich aus den Bürstenverlusten — Gl. (6) — und den Stromwärmeverlusten des Ankers

$$P_{VA} = I_A^2 R_A, \tag{18}$$

mit P_{VA} — Stromwärmeverlust des Ankers in W, I_A — Ankerstrom in A, R_A — Widerstand des Ankers im erwärmten Zustand in Ω, zusammen. Da die Lastverluste mit dem Quadrat des Ankerstroms I_A steigen, üben sie ab einer bestimmten Belastung einen wesentlichen Einfluß aus.

Aus der Übersicht über die verschiedenen Verlustarten (Bild 3.5) und ihren Abhängigkeiten ist zu erkennen, daß es sich um einen sehr komplexen Zusammenhang handelt. Die einzelnen Faktoren

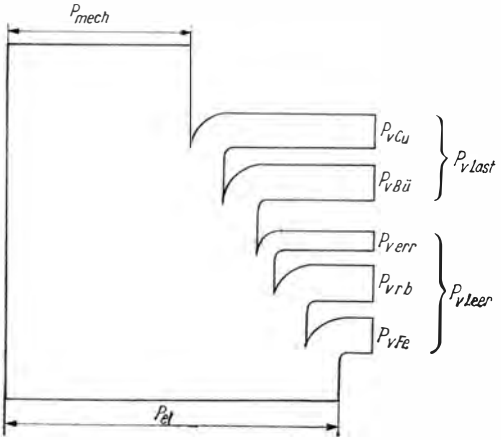


Bild 3.5 Leistungsbilanz eines Gleichstrommotors

und ihre Wirkung zu analysieren ist Aufgabe des Konstrukteurs. Für den Anwender reicht die genaue Kenntnis ihres Einflusses auf den Wirkungsgrad und auf die abgegebene Leistung aus; wie sie im Kennlinienfeld dargestellt wird. Im Leerlauf ist der Wirkungsgrad nach Gl. (11) 0 und nimmt mit steigendem Drehmoment ebenfalls zu. Da die Lastverluste nach Gl. (6) und Gl. (18) zunächst langsam zunehmen, verbessert sich der Wirkungsgrad. Er erreicht sein Maximum, wenn Leerlauf- und Lastverluste gleich groß sind. Nach Durchlaufen des Maximums steigen die zu I_A quadratischen Lastverluste stärker als der Leistungszuwachs von P_{ab} an. Daher nimmt der Wirkungsgrad wieder ab. Wer einen besonders wirtschaftlichen Antrieb für sein Modell wünscht, muß den Antriebsmotor möglichst im Wirkungsgradmaximum betreiben.

Daß die optimale Ausnutzung der Batteriekapazität von diesen Faktoren wesentlich, aber auch noch von anderen bestimmt wird, ist Gegenstand des Abschnitts 5.1. in Band 2 (*electronica 174*). Aus dem Diagramm von Bild 3.1 ist ferner zu ersehen, daß der Wirkungsgrad bei höherer Klemmenspannung (1,5 U) deutlich über dem bei Nennspannung (U) liegt. Das ist darauf zurückzuführen, daß die Leerlaufverluste und der Ankerstrom, bezogen auf das Drehmoment, und folglich auch die Lastverluste annähernd

konstant bleiben, die abgegebene Leistung P_{ab} infolge erhöhter Spannung aber steigt. Allerdings läßt sich dieses Verfahren zur Wirkungsgradverbesserung bzw. Leistungssteigerung eines Antriebsmotors nur begrenzt anwenden. Das Laufverhalten (Unwucht bedingt durch erhöhte Drehzahl), Wicklungsschäden wegen größerer Fliehkräfte und verstärktes Bürstenfeuer, also starke Abnutzung des Kommutators und zu großer Störpegel, setzen bald eine Grenze.

Jeder Motor ist für eine bestimmte Nennspannung und Nennleistung entworfen und gebaut, für die er optimale Eigenschaften hat. Jede Änderung der Betriebswerte, ohne am Motor etwas zu ändern (Magnet, Umwickeln), führt zur Verschlechterung eines oder mehrerer Kennwerte, auf jeden Fall aber zur Verringerung der Lebensdauer.

In der Regel will man mit seinem Modell maximale bzw. optimale Fahrtleistungen erzielen. Für diesen Betriebsfall sollte der Arbeitspunkt auf der Leistungskennlinie möglichst im Maximum von P_{ab} liegen. Für den Kurvenverlauf von P_{ab} gelten ähnliche Überlegungen wie für η. Vom Wert $P_{ab} = 0$, dem Leerlauffall, steigt P_{ab} zunächst, da die abgegebene Leistung schneller wächst als die Lastverluste. Ab dem Maximalwert für P_{ab} wird die weiter steigende Leistung P_{zu} lediglich zur Deckung der stark zunehmenden Lastverluste im wahrsten Sinne des Wortes „verbraten", d. h. in Stromwärme umgesetzt. Ein Betrieb bei höheren Drehmomenten als bei $P_{ab\,max}$ ist unsinnig, da trotz höherer Stromaufnahme die mechanische Leistung an der Welle kleiner wird.

Hierin ist nun auch der Wert dieser Diagramme zu sehen. Sie geben dem Modellbauer genaue Auskunft darüber, was er seinem Motor abverlangen kann und in welchem Bereich der Betrieb optimal ist. Will man gute Leistungen mit seinem Modell erzielen, dann sind diese Kenntnisse unentbehrlich; der geringe Aufwand für den Motorenprüfstand macht sich bezahlt, denn ein durchgebrannter Anker eines in Unkenntnis seiner Belastungsfähigkeit restlos überbeanspruchten Motors ist mit Sicherheit teurer.

Wenn man einige Motoren auf dem Prüfstand untersucht hat, so wird man bald feststellen, daß selbst gleiche Typen doch recht breite Streuungen in den Daten aufweisen. Das ist durch die Fertigungstoleranzen bedingt. Es läßt sich aber auch feststellen, daß Motoren mit höheren Nennleistungen bessere Wirkungsgrade

Tabelle 3.2. Wirkungsgrade von Gleichstrommotoren (Richtwerte)

Nennleistung in kW	0,01	0,1	0,5	1	10	100
η in %	40	65	70	75	85	90

haben. Richtwerte sind in Tabelle 3.2. angegeben. Das bedeutet, daß in den Leistungsbereichen bis 250 W, die den Modellbauer interessieren, mit niedrigen Wirkungsgraden gearbeitet werden muß. Der Konstrukteur versucht bereits im Rahmen seiner Möglichkeiten den Wirkungsgrad so günstig wie möglich zu halten. Allerdings bedeutet eine geringe Wirkungsgradverbesserung bei Kleinmotoren von angenommen 55% auf 60% einen erheblichen Mehraufwand (Kugellager, hochwertiger Kommutator und teure Bürsten, hochwertiges Ankereisen, teure Magnetwerkstoffe, enge Toleranzen usw.), der den Preis meist vervielfacht.

Bei den Bremsversuchen wird man feststellen, daß vor allem für Kurzzeitbelastungen das Bürstenfeuer eine Belastungsgrenze ist. Auf diese bei der Kommutierung typische Erscheinung muß noch einmal eingegangen werden, denn sie übt erheblichen Einfluß auf die Leistungsabgabe das Motors, sein Störverhalten gegenüber der Fernsteueranlage und die Lebensdauer des Motors

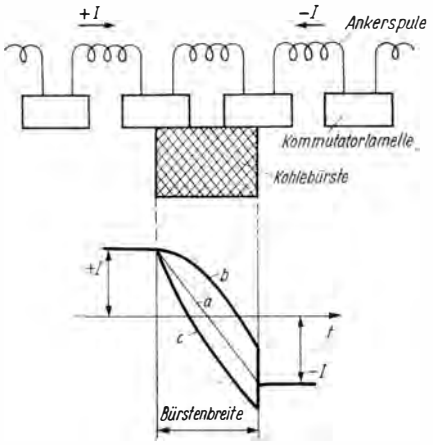


Bild 3.6
Vorgang der Stromwendung

aus. Wenn die Kohlebürste über den Kommutator gleitet, schließt sie in schneller Folge immer eine Ankerspule kurz (s. Bild 2.12). Vereinfacht ist der Vorgang in Bild 3.6 dargestellt (Anker und Kommutator als Abwicklung). In der kurzgeschlossenen Ankerspule muß der Strom seine Richtung von $+ I_A$ nach $- I_A$ ändern, d. h., er wird gewendet. Nach dem Induktionsgesetz ruft aber jede Stromänderung eine Spannung hervor, die der Stromänderung entgegengerichtet ist. Da die Ankerspulen in Eisen gebettet sind, wird die Induktionswirkung noch verstärkt. Das bedeutet, die bei der Stromwendung auftretenden Induktionsspannungen (auch als Reaktanz- oder Stromwendspannungen bezeichnet) erzeugen an jeder ablaufenden Kommutatorlamelle kräftige Schaltfunken, das Bürstenfeuer. Dieses wird um so stärker, je größer der gewendete Strom I_A ist, d. h., es nimmt mit der Belastung zu. Bei großen Motoren würde das Bürstenfeuer den Kommutator in kurzer Zeit zerstören. Um die Stromwendespannungen in den Ankerspulen zu kompensieren, baut man in die Motoren Wendepole ein.

Wendepole erzeugen genau in der neutralen Zone ein Feld, das eine Spannung in den wendenden Spulen induziert, die der Stromwendespannung entgegengerichtet ist, diese also aufhebt. Bei kleinen Motoren lohnt dieser Aufwand nicht und wäre bei Permanentmotoren zudem konstruktiv nur schwierig zu lösen. Man beschreitet daher einen anderen Weg. Normalerweise erfolgt die Stromwendung im feldfreien Raum zwischen den Polen, in der neutralen Zone. Um den gleichen Effekt wie bei den Wendepolen zu erzielen, kann man die Bürstenebene so weit drehen, daß es bereits im schwachen Feld des nächsten Pols zur Stromwendung kommt. Beim Motor wird dazu die Bürstenbrücke entgegen dem Drehsinn um etwa 10° gedreht (Bild 3.7). Allerdings ist dieses Verfahren etwas problematisch, da die Wendepole vom Ankerstrom durchflossen werden und damit über weite Belastungsbereiche ein lastproportionales Wendefeld erzeugen. Durch Bürstendrehung kann man aber immer nur für einen bestimmten Belastungsfall optimale Stromwendebedingungen einstellen. Bei größerer oder kleinerer Last nimmt das Bürstenfeuer dann wieder zu. Man muß also die Belastung des Motors im Modell sehr genau kennen (z. B. für das Trimmen auf Höchstleistung bei Geschwindigkeitsmodellen der Klassen *F1-E* und *F3-E* oder Elektroflugmodellen), um die Bürstenverschiebung richtig einzustellen. Das

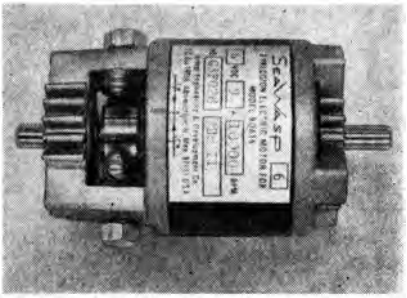


Bild 3.7
Bürstenverschiebung am Motor *Sea Wasp*

läßt sich ohne Bremsprüfstand kaum mit der nötigen Genauigkeit durchführen.

Die richtige Einstellung der neutralen Zone auf maximale Leistung und geringstes Bürstenfeuer hat nicht nur eine wesentlich erhöhte Lebensdauer des Kommutators zur Folge, sondern verringert auch wirksam die HF-Störungen des Motors Jeder Kommutatormotor strahlt ein breites Spektrum von HF-Störspannungen ab, gegen die besonders moderne Digitalfernsteueranlagen empfindlich sind. Oberstes Gebot bei jeder Störung ist es, sie an der Quelle zu beseitigen. Also müssen die Störungen durch gute Einstellung der Kommutierung auf ein Minimum gebracht werden. Die dann noch verbleibenden Störspannungen lassen sich durch geeignete Entstörmittel unwirksam machen. Aus dem Dargelegten wird ferner klar, daß das Einstellen der Kommutierung einige Kenntnisse und Prüf- bzw. Meßmittel erfordert, über die nicht jeder Käufer eines Kleinmotors verfügt. Der Hersteller stellt daher die Motoren schon so ein, daß sie den Anforderungen genügen. Bei Motoren für nur eine Drehrichtung wird die Bürstenverschiebung für Nennlast eingestellt. Bei Motoren für beide Drehrichtungen verbietet sich eine Bürstenverschiebung aus der geometrischen Mittellage der Bürsten zwischen den Polen. Die Angaben für die Drehrichtung(en) auf den Motoren oder in Datenblättern sind also unbedingt zu beachten. Ein Falschpolen des Motors kann starkes Bürstenfeuer und verminderte Leistung zur Folge haben. Ehe der falsch gepolte Motor ins Modell eingebaut wird, sollte man daher einige Belastungsversuche durchführen und abgegebene Leistung sowie Kommutierung genau beobachten.

Daß falsche Bürstenstellung nicht der einzige Grund für starkes Bürstenfeuer sein muß, sei ebenfalls betont. Es kann durch Unsymmetrien im Magnetfeld oder in der Wicklung genauso zustande kommen wie durch falsche Kohlebürsten oder unrunden Kommutator. Ist gegen ersteres kaum etwas auszurichten, so läßt sich meist mit härteren Kohlebürsten und (oder) Überdrehen des Kommutators eine Verbesserung der Stromwendung erzielen.

3.2. Temperaturverhalten des Elektromotors

Alle Verluste, die bei der Energieumwandlung im Motor entstehen, führen zu seiner Erwärmung. Die Erwärmung muß unter Beachtung der Wärmebeständigkeitsklassen für die Wicklungsisolation in bestimmten Grenzen bleiben (s. Tabelle 2.1.). Die für einen bestimmten Motor angegebene Nennleistung ist so berechnet, daß der Motor gerade die zulässige Erwärmung erreicht, wenn er die vorgesehene Zeit mit Nennleistung betrieben wird. Bei Überschreitung der Temperaturgrenze verkürzt sich seine Lebensdauer drastisch. Man kann einen Motor höher belasten, wenn man eine Wicklungsisolation für eine höhere Wärmebeständigkeitsklasse wählt oder seine Kühlung verbessert. Hochleistungsmotoren haben daher zur besseren Materialausnutzung (ergibt höheres Leistungsgewicht) eine Zwangslüftung durch ein Lüfterrad (s. Bild 2.14) Diese Hinweise beziehen sich auf die ständige Überlastung des Motors. Kurzzeitige Überlastungen sind dagegen nicht durch die Temperatur, sondern durch die Stromwendung und durch drehzahlstabiles Verhalten begrenzt. Was unter Kurzzeit- oder Langzeitbelastung zu verstehen ist, soll daher etwas näher betrachtet werden.

Durch die Verluste im Motor werden der Anker und der Stator erwärmt; deren Temperatur steigt gegenüber der Umgebungstemperatur an. Je größer der Temperaturunterschied zwischen Motor und Umgebung (Luft) wird, um so mehr Wärme kann an die Umgebung (Luft) durch Strahlung, Wärmeübergang und Wärmeleitung abgegeben werden. Das bedeutet, zunächst erhöht sich die Motortemperatur schnell und nähert sich dann langsam einem Endwert, bei dem die durch die Verluste zugeführte Wärmemenge genau so groß ist wie die durch Kühlung abgegebene Wärmemenge. Je nach Temperaturdifferenz zwischen Motor und

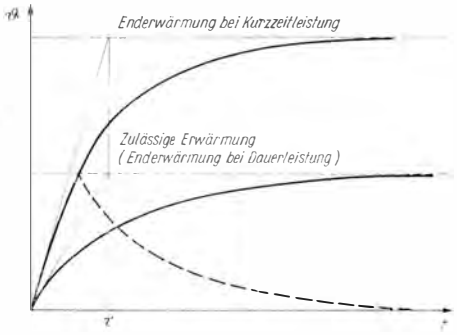


Bild 3.8 Temperaturverlauf bei zwei unterschiedlichen Belastungen

Umgebung, der Wärmebeständigkeitsklasse, der Masse des Motors und der Art des Kühlsystems, erreicht der Motor bei Nennlast seine Endtemperatur erst nach vielen Minuten oder Stunden. Dieses Temperaturverhalten des Motors wird durch eine e-Funktion beschrieben (Bild 3.8). Im Diagramm ist die Zeitkonstante τ eingezeichnet. Sie ergibt sich aus dem Schnittpunkt der Anfangssteigung mit der Enderwärmung. Physikalisch würde der Motor entsprechend der Anfangssteigung erwärmt, wenn die Wärmeabgabe Null wäre. Die Enderwärmung eines Motors ist nach (3 ... 4) · τ erreicht. Aus dem Diagramm ist ferner ersichtlich, daß es im Prinzip egal ist, ob der Motor seine zulässige Enderwärmung durch hohe Kurzzeitleistung (kurze Überlastung) oder durch Dauerleistung erreicht. Nur der Grenzwert darf nicht überschritten werden.

Die Abkühlung des Motors läßt sich ebenfalls mit einer e-Funktion beschreiben. Dabei kühlt der laufende Motor mit Lüfter schneller ab als der stehende. Dieses Erwärmungs- und Abkühlungsverhalten des Motors muß bei der Auslegung des Antriebs unbedingt beachtet werden. Treten im Modellbetrieb nur kurze Einschaltzeiten und längere Abkühlungszeiten auf, so kann man einen kleineren Motor verwenden, der im Überlastbereich arbeitet. Damit würden Geld und Material gespart, außerdem sind im Modell kleine und leichte Antriebe immer erwünscht. Ein Motor, der für Dauerbetrieb ausgelegt ist, aber nur kurzzeitig mit der Dauerleistung belastet wird, hat einen schlechten Ausnutzungsgrad und wäre überdimensioniert.

Damit für die Motoren hinsichtlich Temperaturverhalten, Ein- und Ausschaltzeit sowie Belastung klare Abgrenzungen vorhanden sind, unterscheidet man folgende Betriebsarten:

Betriebsart S1: Dauerbetrieb
Betriebsart S2: Kurzzeitbetrieb
Betriebsart S3:
Betriebsart S4: } verschiedene Arten des Aussetzbetriebs
Betriebsart S5:
Betriebsart S6: Durchlaufbetrieb mit Aussetzbelastung
Betriebsart S7: Reversierbetrieb
Betriebsart S8: Durchlaufbetrieb mit veränderlicher Drehzahl

Die Festlegungen für die jeweilige Betriebsart sind in *TGL 20675* enthalten. Sie haben für den Betrieb von großen wie auch kleinen Maschinen gleichermaßen Bedeutung und damit auch für den Modellbauer. Die wichtigsten im Modellbetrieb vorkommenden Betriebsarten dürften S1 und S2, seltener S3, S7 oder S8 sein. Die Betriebsarten S1 bis S3 sind wie folgt charakterisiert:

Dauerbetrieb S1
Betrieb mit konstanter Belastung von so langer Dauer, daß das thermische Gleichgewicht erreicht wird $t_B > (3 \ldots 4) \cdot \tau$ (Bild 3.9 a).

Kurzzeitbetrieb S2
Betrieb von so kurzer Dauer, daß das thermische Gleichgewicht nicht erreicht wird, gefolgt von einer Pause so langer Dauer, daß die Maschine den kalten Zustand wieder erreicht $t_B < 3\,\tau$; $t_p > 3\,\tau_{st}$ (Bild 3.9 b).

Aussetzbetrieb S3
(Ohne Einfluß des Anlaufs und der Bremsung auf die Temperatur). Periodischer Betrieb mit einer dauernden Folge gleicher Spiele. Jedes dieser Spiele umfaßt die folgenden Betriebszustände mit Einfluß auf die Temperatur der Maschine: Betrieb mit konstanter Belastung und Pause. Die Dauer der Betriebszustände ist so kurz, daß das thermische Gleichgewicht innerhalb eines Spiels nicht erreicht wird (Bild 3.9 c).

Die Betriebsarten S6, S7 und S8 ähneln im Erwärmungsverhalten stark der Betriebsart S3. Bei den Betriebsarten S6 bis S8 ist lediglich zu beachten, daß zusätzliche Verluste aus dem nicht-

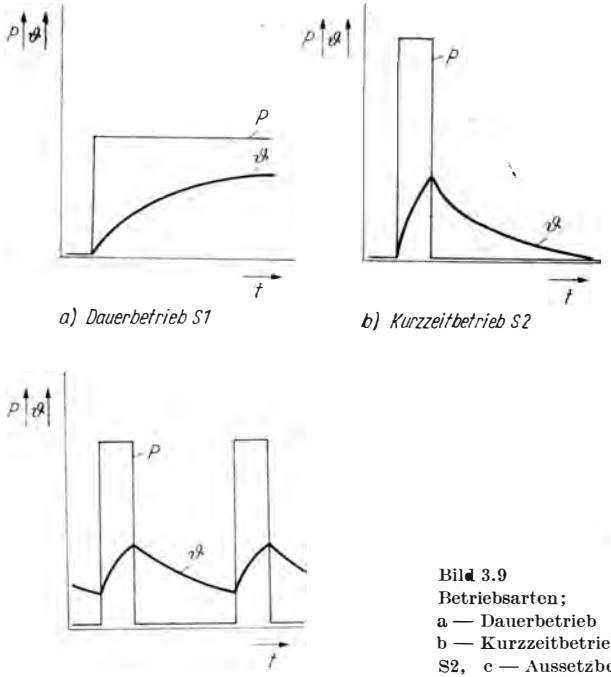


Bild 3.9
Betriebsarten;
a — Dauerbetrieb S1,
b — Kurzzeitbetrieb S2,
c — Aussetzbetrieb S3

stationären Betrieb (dynamische Verluste der Anlauf-, Brems- und Reversiervorgänge) auftreten. Daraus ergeben sich für den Modellbauer einige Schlußfolgerungen.

Im Kurzzeitbetrieb kann der Antriebsmotor thermisch hoch belastet werden. Ob das auch für die elektrische Belastung gilt, ist eine andere Frage (s. Abschnitt 3.1.). Er kann um so höher belastet werden, je kürzer die Einschaltzeit ist und je größer die Temperaturdifferenz zwischen Wärmebeständigkeitsklasse und Kühlmitteltemperatur ist. Der Motor läßt sich noch höher belasten, wenn man eine zusätzliche Kühlung vorsieht. Bei Flugmodellen sollte der Motor daher möglichst im Propellerluftstrom liegen. Wird der Motor im Modellinneren untergebracht, wie es bei Schiffsmodellen üblich ist, so sollte der Kühlluftstrom durch den Motor von einem Lüfter angetrieben werden. Auf gute Zir-

kulation des Kühlmittels—der Luft—im Modellinneren (eventuell auch nach außen) ist zu achten. Hochleistungsmotoren für Schiffsmodelle sind sogar mit einer Wasserkühlung versehen.

Allerdings kann eine noch so wirksame Luft- oder Wasserkühlung auch erst bei gewissen Mindesteinschaltzeiten wirksam werden. Die im Wicklungsinneren entstandene Wärme muß ja erst durch Wärmeleitung zur kühlenden Oberfläche transportiert worden sein, ehe sie vom Kühlmittel abgeführt werden kann. Das heißt, jede noch so gute Kühlung wirkt erst bei Einschaltzeiten $t_B > 1$ min. Gegen das Auslöten des Kommutators hilft sie nicht! Das bedeutet aber auch, daß bei extremem Kurzzeitbetrieb ($t_B < 1$ min), wie es z. B. bei den Rennbooten der Klasse *F1-E* mit Fahrzeiten zwischen 20 und 30 s gegeben ist, Sonderbedingungen gelten.

Aus diesen Ausführungen geht schon hervor, daß der Modellbauer bei der Motorenauswahl eine ganze Reihe von Faktoren beachten und außerdem die Einsatzbedingungen sehr genau analysieren muß. Beim Kauf des Motors ist also nicht nur auf dessen Daten wie Nennspannung, Nennstrom, Drehmoment, Drehzahl, Abmessungen und Gewicht, auf Qualität (Kohlebürsten, Kommutator, Ankerauslegung, Luftspalt, Lagerung u. a.) sowie Preis zu achten, sondern auch auf die scheinbar nebensächlichen Angaben wie Drehrichtung (eine Richtung oder zwei Richtungen und wenn eine, dann welche), Betriebsart (Einschaltdauer) und — falls man das beim Kauf prüfen kann — das Kommutierungsverhalten.

4. Drehzahlstellen beim Elektromotor

Jeder ferngesteuerte Modellbetrieb erfordert das ferngesteuerte Stellen der Drehzahl des Antriebsmotors zur Geschwindigkeitsänderung des Modells. Im einfachsten Fall ist es das Ein- und Ausschalten des Motors, bei komplizierten Fahrtmanövern verlangt es aber das stufenlose Stellen der Motordrehzahl. Dem Drehzahlstellen liegt Gl. (14) zugrunde. Zusammen mit Gl. (15) erhält man

$$n = \frac{U - I_A R_A}{c_2 \Phi}. \tag{19}$$

Man kann also die Drehzahl beeinflussen durch:

1. Veränderung des Ankerwiderstands R_A,
2. Veränderung des Flusses Φ,
3. Veränderung der Klemmenspannung U.

Das Drehzahlstellen durch Veränderung des Ankerwiderstands mittels Hinzuschalten von Vorwiderständen ist ein einfaches und betriebssicheres Verfahren und wird vor allem beim Anlassen von Großmotoren verwendet. Da aber jeder Spannungsabfall am Vorwiderstand einen Verlust bedeutet, sollte die Anwendung dieses Verfahrens im Modellbetrieb gut überlegt werden.

Das Drehzahlstellen durch Veränderung des Flusses scheidet bei Permanentmotoren aus. Bei einigen Scheibenwischermotoren mit Erregerwicklung wird dieses Verfahren allerdings angewendet. Durch Flußschwächung kommt es zu einer Drehzahlsteigerung. Am einfachsten verringert man dazu den Erregerstrom durch Vorschalten eines Widerstands zur Erregerwicklung. Trotz seiner Einfachheit hat dieses Verfahren entscheidende Nachteile.

Da bei der erhöhten Drehzahl das Nennmoment abgegeben werden soll (entspricht höherer mechanischer Leistung), muß der Erregerkreis überdimensioniert werden (höheres Gewicht), damit er bei vollem Fluß im Gebiet der Sättigung arbeitet. Verringerter Fluß bedeutet für gleiches Drehmoment aber erhöhten Ankerstrom [s. Gl. (2)] und damit auch einen stärker dimensionierten Anker. Hinzu kommt, daß die Lastverluste bei gleichem Drehmoment durch den vergrößerten Ankerstrom I_A anwachsen. Die

Grenze des möglichen Stellbereichs ist durch die Ankerrückwirkung und die dadurch bedingte Instabilität des Drehzahlverhaltens gegeben.
Insgesamt gesehen eignet sich dieses Verfahren zum Drehzahlstellen für Modellantriebe nur wenig, zumal in immer stärkerem Umfang Motoren mit Permanentmagnet verwendet werden.
Die dritte Möglichkeit, die Drehzahl des Antriebsmotors zu stellen, besteht in der Änderung der Ankerspannung. Nach Gl. (19) ist unter Vernachlässigung der Ankerrückwirkung die Drehzahl n annähernd der Klemmenspannung U proportional (s. Bild 3.1). Das Drehzahlverhalten des Motors bleibt dabei erhalten, der Zusammenhang Ankerstrom — Drehmoment [$I_A = f(M)$] ist von der Spannung unabhängig. Da die Verluste kaum beeinflußt werden (lediglich der Einfluß der Leerlaufverluste bei kleinen Klemmenspannungen steigt etwas), ist diese Art des Drehzahlstellens am wirtschaftlichsten. Diese Betrachtungen gelten für Motoren mit Permanenterregung wie für solche mit Feldwicklung gleichermaßen. Außerdem bietet diese Art die Möglichkeit des stufenlosen Drehzahlstellens in beiden Drehrichtungen, dann allerdings mit einigem schaltungstechnischen Aufwand. Begnügt man sich mit dem Drehzahlstellen in Stufen, so sind einfache und wenig kostenaufwendige Lösungen möglich.

4.1. Fahrstufenschalter

4.1.1. Einschalter

Zu den Fahrstufenschaltern seien der Einfachheit halber auch die EIN-Schalter (≙ einer Fahrstufe) und die Umpolschalter (≙ zwei Fahrstufen) gerechnet. Für viele Anwendungen, bei denen der Motor nur *ein*geschaltet werden soll, genügt ein Zusatz zum Servo. Über eine kurze Schubstange (Bild 4.1) betätigt das Servo den Schalter, möglichst einen entsprechend belastbaren Sprungschalter (Bild 4.2). Im Zustand „AUS" sind die Motoranschlüsse über den Ruhekontakt kurzgeschlossen (gestrichelte Verbindung; Bild 4.3). Durch diesen Kurzschluß wird der Motor abgebremst und kann nicht von angekuppelten Rädern oder Schrauben mitgedreht werden. Ferner läßt sich auf diese Weise auch das Modell mit dem Motor bremsen. Das ist z. B. beim

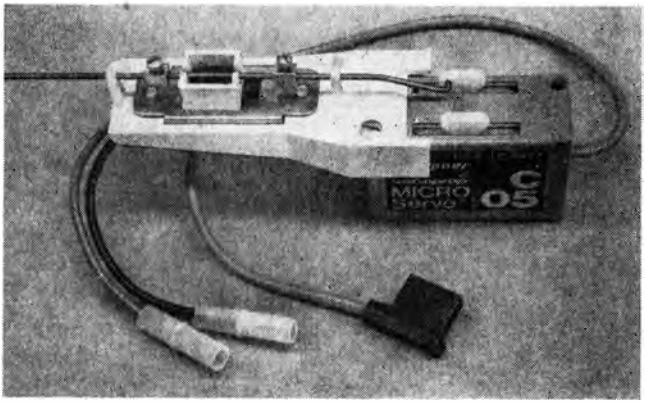


Bild 4.1 Servo mit Schalter

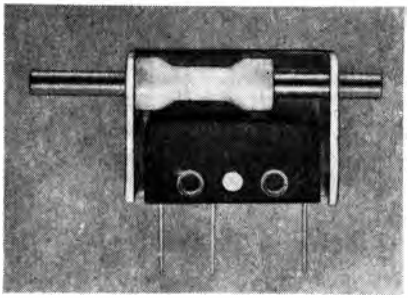


Bild 4.2
Schleppschalter für Servobetätigung

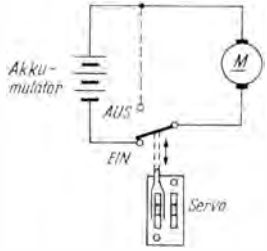


Bild 4.3
Stromlaufplan des Einschalters

Elektroflug wichtig, da durch das elektrische Abbremsen des Motors nach Abschalten der Batterie die Luftschraube zum Stillstand kommt. Sie hat so einen geringeren Luftwiderstand

als die sich im Leerlauf drehende Schraube. Bei Klappluftschrauben erleichtert das Abbremsen des Motors das Anklappen der Schraubenblätter nach dem Abschalten der Batterie.

Für diese Form der EIN-Schalter wird zur Betätigung jeweils ein Servo benötigt, bzw. der Schalter wird von einem Servo *mit* betätigt (Ruderservo). Ein sicher in vielen Fällen hoher Aufwand bzw. keine befriedigende Lösung. Der vom Servo betätigte Schalter hat jedoch den Vorteil, nur einen geringen Ruhestromverbrauch aufzuweisen.

Den EIN-Schalter kann man auch mit einem Relais und Zusatzelektronik realisieren; da das Relais aber einen beträchtlichen Ruhestromverbrauch hat, belastet es erheblich die Empfängerbatterie. Welche Lösung man anwendet, muß also auch von dieser Seite her überlegt sein.

Bei Fernsteueranlagen mit separaten Servoverstärkern wie der *start dp* oder der *Varioprop* bietet es sich aus Preisgründen an, statt des Ruderservos ein bzw. 2 Relais zum Ein- bzw. Umschalten anzuschließen (Bild 4.4), denn zwei Relais sind immer noch preiswerter als ein Ruderservo mit 2 Sprungschaltern. Am Ausgang des Servoverstärkers liegt zwischen den Klemmen 1 und 4 (für *start dp*) je nach Knüppelstellung am Sender die Spannung 0 V, etwa + 2,0 V oder etwa — 2,0 V an. Diese Spannung wird zum Schalten des Relais benutzt. Den Einschalter baut man nach Bild 4.4 auf. Der Relaiszusatz ist für die Anschaltung an die Anlage *start dp* ausgelegt. Bei Anschaltung an die Anlage *Varioprop* gelten die Klemmenbezeichnungen in Klammern. Die Polung der Diode D1 ist beliebig. Im angegebenen Fall zieht das Relais an, wenn Klemme 1 negativ ist. Dem entspricht die Knüppelauslenkung am Sender nach einer Seite. Soll das Relais bei der Auslenkung des Knüppels zur anderen Seite anziehen, dann muß die Diode umgepolt werden. Als Relais eignet sich jeder Typ für 2 V Anzugsspannung, dessen Kontakte ausreichend belastbar sind. Zur Entstörung werden den Kontakten keramische Kondensa-

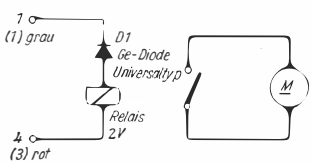


Bild 4.4
EIN-Schalter für Anschluß an Servoverstärker

toren parallelgeschaltet. Mit dem Einstellregler R5, er entspricht dem Potentiometer im Servo, stellt man die Fahrzustände gemäß der Knüppelstellung am Sender ein. Bei Mittelstellung des Knüppels muß das Relais abgefallen sein und bei halbem Ausschlag zur entsprechenden Seite anziehen. Wenn das (die) Relais beim Umschalten schnarrt(en), dann lötet man einen Kondensator (10 ... 20 μF) parallel zur Relaiswicklung (s. Bild 4.4).

Da die Bauweise von Fernsteueranlagen mit von den Servos getrennten Verstärkern wegen der damit verbundenen Nachteile international nicht mehr üblich ist, werden auch die Schalter gleich mit entsprechender Elektronik ausgestattet. Der Amateur kann diese Konstruktionsvariante mit relativ einfachen Mitteln ebenfalls anwenden. Der Aufbau ist diskret (mit Transistoren) oder integriert möglich. Für einen transistorisierten EIN-Schalter werden im folgenden die Unterlagen vorgestellt.

Der EIN-Schalter umfaßt die Funktionsstufen Referenzgenerator T1 bis T3, Vergleichsstufe und Schaltstufe T6, T7 (Bild 4.5), also Funktionen, die vom Servoverstärker her bekannt sind. Der Kanalimpuls triggert über T1 den Referenzgenerator. Die Kippzeit des Referenzgenerators wird durch R4 und C1 bestimmt. Bei der angegebenen Dimensionierung $C_1 = 68$ nF, $R_4 = 39$ kΩ schaltet die Stufe bei 1,6 ms Impulslänge um. Der Kanalimpuls wird über T4 auf den Vergleichspunkt (MP 1) geführt, so daß am gemeinsamen Kollektorwiderstand R6 der Differenzimpuls auftritt. Wird der Kanalimpuls kürzer als der Referenzimpuls, so entsteht ein positiver Differenzimpuls, der über R7 T5 ansteuert. Der Kondensator C2 dehnt den Restimpuls, so daß die Impuls-

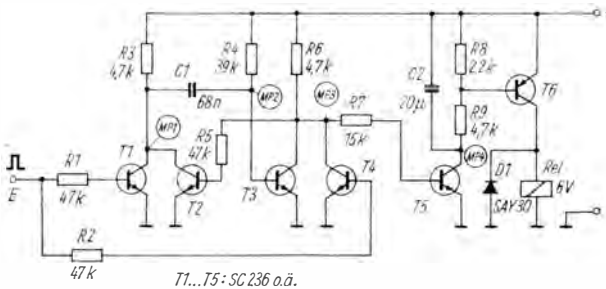


Bild 4.5 Elektronischer EIN-Schalter

pausenzeit von etwa 20 ms überbrückt wird. Die Größe von C2 richtet sich nach der Länge der Synchronisationspause, die je nach Sender 20 bis 30 ms betragen kann. Für die Pausenzeit 20 ms ist C2 mit 20 μF so bemessen, daß das Relais schnell schaltet und noch nicht schnarrt. Wählt man C2 größer, dann zieht das Relais etwas verzögert an. Bei größeren Pausenzeiten als 20 ms sollte man $C_2 = 47\ \mu$F dimensionieren.

Die ganze Schaltung wurde auf einer Platine (20 × 35) mm² aufgebaut, so daß sie nicht größer als die Grundplatte eines Kammrelais ist (Bild 4.6). Für den Nachbau ist der Bestückungsplan mit Leiterzügen angegeben. Die Leiterplatte wird mit einem Schaumstoffstreifen als Zwischenlage zusammen mit dem Relais in ein kleines Polystyrolgehäuse eingesetzt (Bild 4.7). Das Gehäuse hat die Außenmaße (53 × 40 × 26) mm³. Der komplette Schalter wiegt bei Verwendung eines Kammrelais etwa 55 p. Noch ein Hinweis zu den Bauelementen. Als Transistoren können Uni-

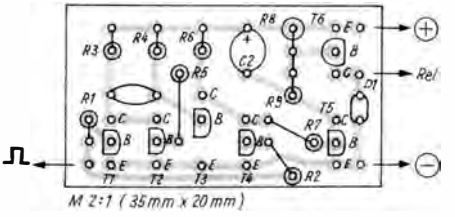


Bild 4.6 Bestückungsplan des elektronischen EIN-Schalters

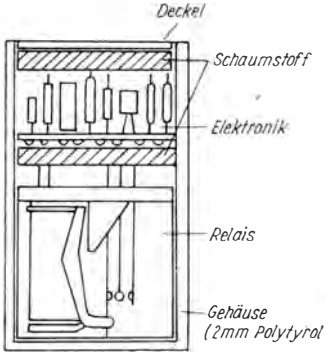


Bild 4.7
Einbau in das Gehäuse

versaltypen verwendet werden, als Relais ein entsprechend belastbarer Typ (Kontakte!) für 4 bis 6 V. Da die Leiterplatte über kurze Litze mit dem Relais verbunden wird, läßt sich praktisch jedes Kleinrelais verwenden. Die Diode D1 wurde direkt an die Relaiswicklungsanschlüsse gelötet. Der Schalter hat einen Ruhestrom von 1,3 mA; bei angezogenem Relais (180 Ω) fließen 37 mA. So wie die Herstellung Integrierter Schaltkreise (IS) den Aufbau von Servoverstärkern wesentlich vereinfacht und deren qualitative Eigenschaften verbessert hat, setzt man bei industriell hergestellten Fernsteueranlagen auch IS zur Realisierung von Schaltfunktionen ein.

Die EIN-Schalter werden in der Fernsteuerelektronik auch als „Speed-Schalter" (engl.: speed ≙ Geschwindigkeit) bezeichnet. Diese Bezeichnung rührt von der Kombination mit Fahrtreglern für Hochleistungsantriebe her. Der Speedschalter (Bild 4.8) ist Bestandteil des Fahrtreglersystems der Fernsteueranlage *Multiplex*. Auf seine Verwendung zusammen mit Fahrtreglerbausteinen wird später noch eingegangen. Dieser Speed-Schalter läßt sich aber auch als hochbelastbarer EIN-Schalter bei Elektroantrieben verwenden. Betrachtet man den Stromlaufplan, so fällt zunächst der Einsatz von 3 Standard-IS (2 Vierfach-NAND und 1 Timer) neben 2 Transistoren auf (Bild 4.9). Durch diese Anzahl an aktiven und passiven Bauelementen erreicht man allerdings eine unver-

Bild 4.8 Speed-Schalter für 20 A; Anlage: *Multiplex*

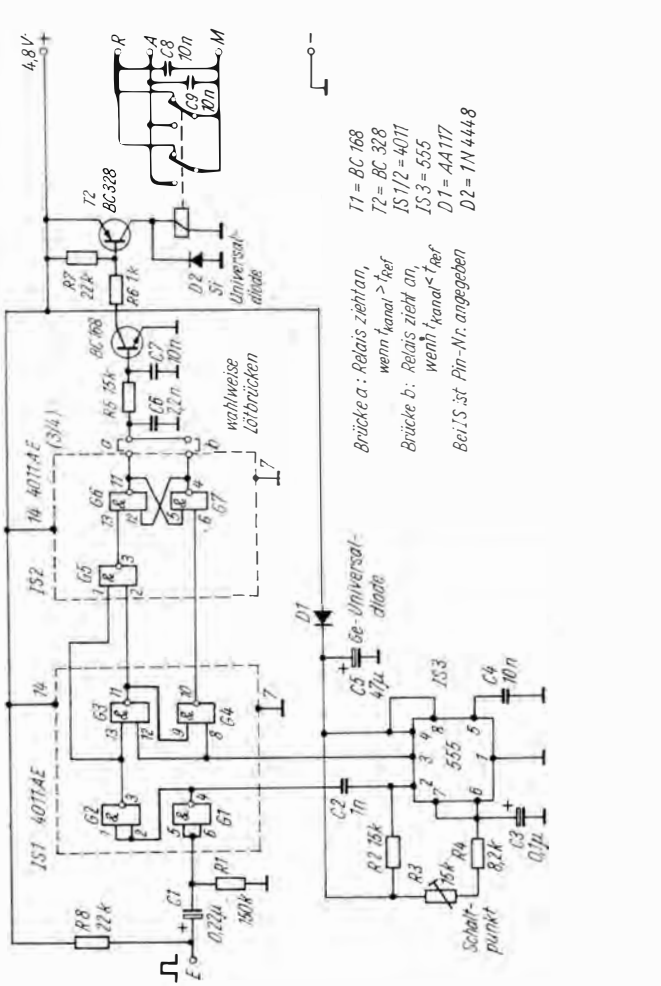


Bild 4.9 Stromlaufplan des Speed-Schalters nach Bild 4.8

gleichbar präzisere Arbeitsweise (weiter Speisespannungsbereich von 3,5 bis 7,5 V, wählbarer Schaltpunkt, hohe Schaltgenauigkeit) auch unter schwierigen Arbeitsbedingungen. Der Kanal-

impuls wird von G1 negiert und triggert den als monostabilen Multivibrator geschalteten Zeitgeber (Timer) IS3. Am Ausgang von IS3 (Pin 3) wird der Referenzimpuls abgegriffen. Die Länge des Referenzimpulses ist in weiten Grenzen wählbar und mit R3 von außen einzustellen. Damit kann man innerhalb des Stellbereichs festlegen, bei welcher Knüppelstellung am Sender der Speed-Schalter schalten soll. Da bei angezogenem Relais etwa 70 mA Strom fließen, wird der Referenzgenerator über D1, C5 von der übrigen Schaltung entkoppelt. Momentane Spannungseinbrüche, wie sie durch das Anziehen des Relais oder den gleichzeitigen Anlauf mehrerer Servos entstehen können, wirken sich damit nicht auf die Funktion des Referenzgenerators aus. Der Kanal- und der Referenzimpuls werden mit IS1 und IS2 in der Weise weiterverarbeitet, daß bei Kanalimpuls > Referenzimpuls ($t_{Kanal} > t_{Ref}$) nur am Ausgang von G4 der Differenzimpuls auftritt. Dieser Differenzimpuls schaltet das RS-Flip-Flop, das aus G6 und G7 besteht. Durch die Einfügung dieses Flip-Flop erzielt man einwandfreies Schaltverhalten, selbst bei extrem schmalen Differenzimpulsen. Solange am Pin 6 des Flip-Flop ein Impuls anliegt, behält das Flip-Flop —unabhängig von der Dauer des Impulses — seine Schaltstellung, d. h., Pin 11 führt „H"-Potential, und das Relais bleibt angezogen (Brücke a eingelötet). Das Flip-Flop schaltet erst dann um, wenn am anderen Eingang (Pin 13) ein Impuls auftritt. Das geschieht aber nur, wenn $t_{Kanal} < t_{Ref}$ wird. In diesem Fall würde das Relais abfallen. Durch die Verknüpfung von Kanal- und Referenzimpuls bei der Differenzbildung wird sichergestellt, daß nur jeweils an einem Eingang des Flip-Flop ein Impuls auftritt. Soll das Relais bei der Knüppelbewegung in die andere Richtung schalten, dann wird die Brücke am Ausgang des Flip-Flop von „a" nach „b" umgelötet (Bild 4.10). Parallel zur Relaiswicklung ist wieder eine Schutzdiode D2 für den Schalttransistor geschaltet. Zur Entstörung der Relaiskontakte sind die Kondensatoren C8 und C9 eingefügt. Beide Kontaktsätze des Relais sind parallelgeschaltet.

Dieser Speed-Schalter wird über den Kanalstecker an einen nichtneutralisierten Kanal (5 oder 6) des Empfängers angesteckt. Verbraucher werden über hochbelastbare Flachstecker (0,8 × 6,3) mm² angeschlossen. Im praktischen Betrieb ist zu beachten, daß der Speed-Schalter bei angezogenem Relais den Empfängerakkumulator mit 70 mA belastet und damit wesentlich Einfluß auf die

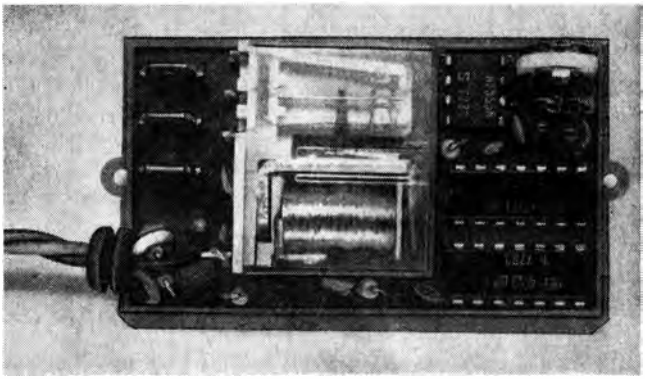
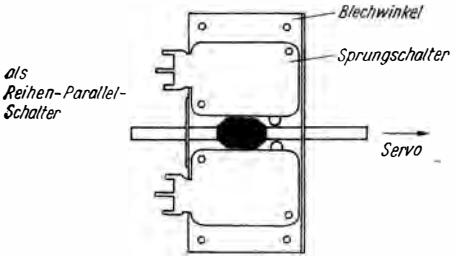


Bild 4.10 Innenaufbau des Speed-Schalters nach Bild 4.8

Betriebszeit hat. Sehr ähnlich in Funktion und Aufbau sind die Umpolschalter.

4.1.2. Umpolschalter

Der Umpolschalter hat die Aufgabe, die Klemmenspannung des Motors, wie der Name schon sagt, umzupolen und damit eine Drehrichtungsumkehr zu bewirken. Mit ihm wird also der Antrieb von „Vorwärts" auf „Rückwärts" bzw. umgekehrt umgeschaltet. Für den Umpolschalter existieren unterschiedliche Versionen, von denen je ein Vertreter vorgestellt werden soll.
Der einfachste Umpolschalter wird ähnlich wie beim EIN-Schalter vom Servo betätigt. Bei Variante 1 betätigt das Servo über die Schubstange und den Nocken einen zweiten Schalter (Bild 4.11). Durch die Gestaltung des Nockens läßt sich der Totbereich entsprechend einstellen. Ganz ähnlich ist die Funktion, wenn man die beiden Sprungschalter mit einer Nockenscheibe betätigt (Bild 4.12). Die Antriebsscheibe bzw. der Ruderhebel werden gegen einen entsprechenden Nocken ausgetauscht. Bedient man den Steuerknüppel am Sender, dann dreht sich die Nockenscheibe und betätigt Schalter 1 oder 2. Durch die Zusammenschaltung der beiden Schalter kommt man mit einer Fahrbatterie aus und kann trotzdem die Fahrstufen „Vorwärts" — „Stop" — „Rückwärts" realisieren (Bild 4.13).



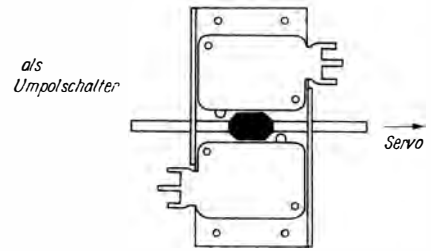


Bild 4.11
Umpolschalter als Schleppschalter

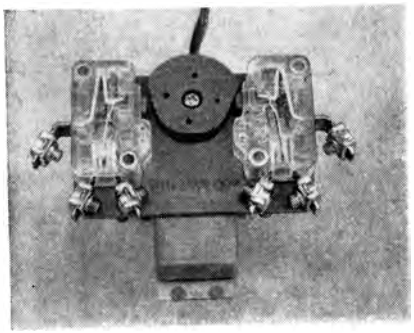


Bild 4.12
Servo mit Umpolschalter

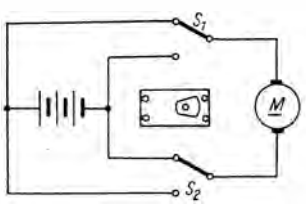


Bild 4.13
Stromlaufplan des Umpolschalters

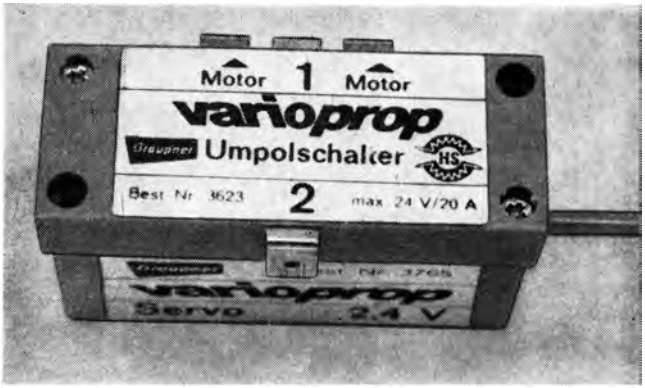


Bild 4.14 Umpolschalter; Anlage: *Varioprop*

Von den Herstellern der Fernsteueranlagen wurden auf der Basis von Ruderservos auch spezielle, hoch belastbare Umpolschalter (24 V/20 A) entwickelt. Ein Beispiel dafür ist der *Varioprop*-Umpolschalter (Bild 4.14).

Man kann auch Umpolschalter mit Relais aufbauen. Für Fernsteueranlagen mit externer Servoelektronik bietet sich diese Variante an. Ein Beispiel ist für die Anlage *start dp* in Bild 4.15 angegeben. Wird Klemme 1 negativ, dann leitet D1, d. h., Rel1 ist kurzgeschlossen, Rel2 zieht an. Ist Klemme 1 positiv, so leitet D2, Rel2 ist kurzgeschlossen und Rel1 zieht an. Mit dem Einstellregler R5 stellt man entsprechend der Knüppelstellung am Sender die 3 Zustände Rel 1 angezogen — Rel1 und Rel2 abgefallen — Rel2 angezogen — ein.

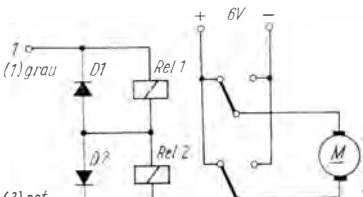


Bild 4.15
Umpolschalter für Anschluß an externen Servoverstärker (Einstellregler R5-1kΩ - an den Klemmen (3)A, 5(S) und 2(E) fehlt im Stromlaufplan. Die Ziffern in Klammern gelten für *Varioprop*-Stecker)

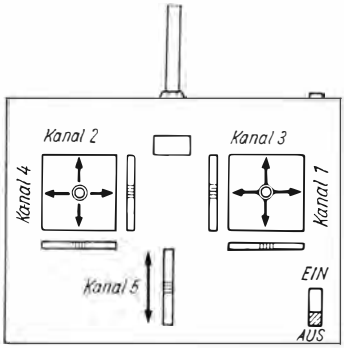


Bild 4.16
Zuordnung der Fahrfunktionen zum Steuerknüppel

Um den Steuerknüppel nicht dauernd auf Ausschlag zu halten, legt man die Funktion „EIN" und „Stop" bzw. „Vorwärts", „Stop" und „Rückwärts" auf den nichtneutralisierenden Kanal 5 oder auf Kanal 2 (linker Steuerknüppel vor — zurück) und hängt die Neutralisationsfeder am Knüppel aus (Bild 4.16).
Für Fernsteueranlagen ohne separate Servoverstärker bietet es sich an, einen Relaiszusatz mit Elektronik aufzubauen, da damit gegenüber einem Servo mit Umpolschalter erhebliche Einsparungen erzielt werden. Ein solcher elektronischer Umpolschalter ist ganz ähnlich ausgelegt wie ein Servoverstärker (z. B. bei der Anlage *start dp*). In der Arbeitsweise besteht zwischen beiden ebenfalls große Ähnlichkeit (Bild 4.17).
Den Referenzgenerator bilden T1 und T2, die als monostabiler Multivibrator geschaltet sind. Der Kanalimpuls wird von dem RC-Glied R7, C3 differenziert, so daß 2 Nadelimpulse entstehen. Nur der positive Nadelimpuls, der aus der Vorderflanke des Kanalimpulses entsteht, gelangt über D2 auf die Basis von T2 und triggert den Referenzgenerator. Die Impulszeit des Referenzgenerators ist abhängig von R4 und C2, aber auch von der Schleiferstellung an R2. Diese beiden Abgleichmöglichkeiten sind beim Servoverstärker erforderlich. Da die Umpolelektronik von einem Segelwindenverstärker übernommen wurde, bei dem ebenfalls 2 Abgleichmöglichkeiten notwendig sind, werden sie beibehalten. Die Neutral- bzw. Mittelstellung läßt sich mit R4 abgleichen (ausmessen und einlöten). Bei der Umpolelektronik wird für R4 ein fester Wert vorgegeben (33 kΩ) und die Neutral-

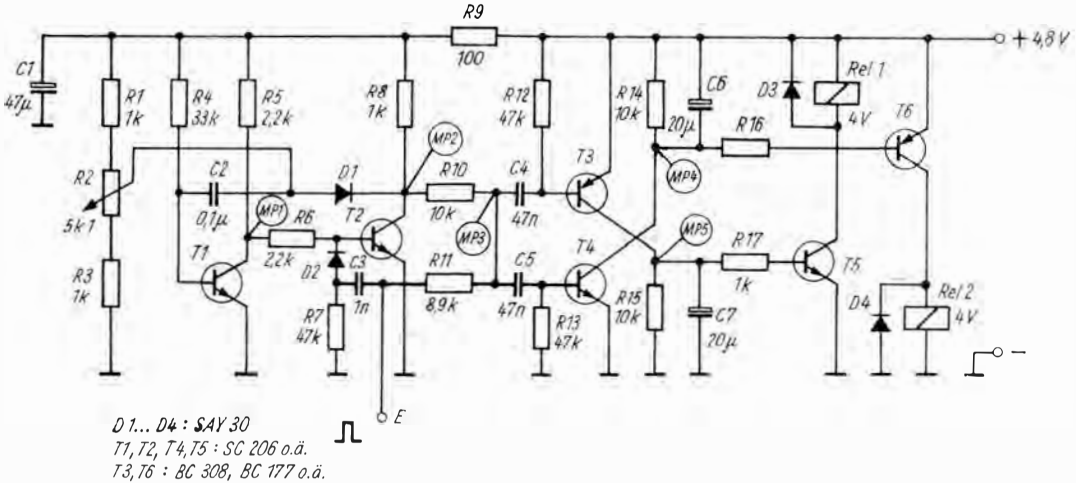


Bild 4.17 Stromlaufplan des elektronischen Umpolschalters

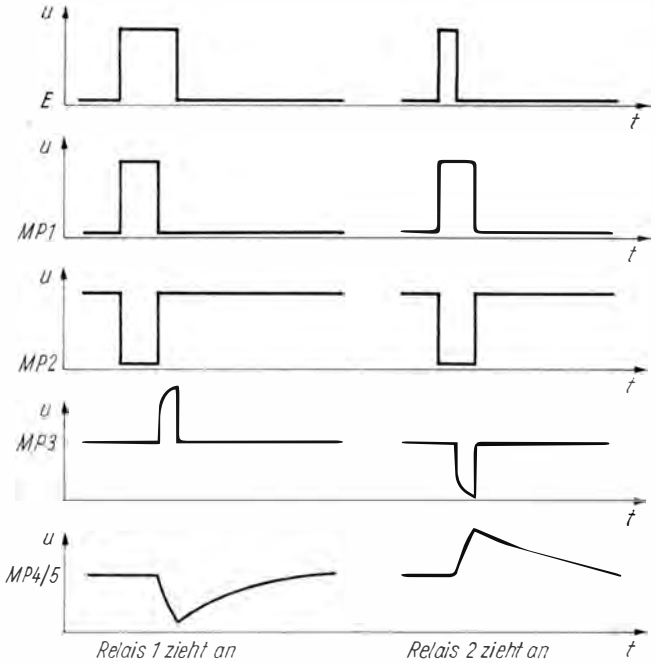


Bild 4.18 Impulsdiagramm des elektronischen Umpolschalters

stellung (beide Relais abgefallen) mit dem Einstellregler R2 eingestellt. Für diese Anwendung können R1 und R3 entfallen und werden auf der Platine durch Drahtbrücken ersetzt.

Der Referenzimpuls von MP 2 (Bild 4.18) gelangt über R10 auf den Vergleichspunkt MP 3. Über R11 wird der Kanalimpuls auf den Vergleichspunkt gegeben, so daß je nach Länge des Kanalimpulses ein positiver oder negativer Differenzimpuls entsteht. Der positive Differenzimpuls steuert T4 und wird durch die RC-Kombination R14, C6 gedehnt. Diese Impulsdehnung überbrückt die Pausen zwischen den Kanalimpulsen (etwa 20 ms), damit das Relais nicht schnarrt oder brummt. Die Impulsdehnung ist zusammen mit der Verstärkerwirkung des Schalttransistors T6 so ausgelegt, daß schon ein kurzer Differenzimpuls an MP 3 das sichere Anziehen des Relais bewirkt. Entsteht am Vergleichspunkt

MP 3 ein negativer Differenzimpuls, so wird T3 durchgesteuert, und der gleiche Vorgang spielt sich für den anderen Verstärkerzweig (T3, T5, Rel 1) ab, so daß Rel1 anzieht. Damit hat man 2 getrennte Schaltfunktionen erhalten. Schwenkt der Steuerknüppel am Sender nach der einen Seite, dann zieht das eine Relais an. Schwenkt der Steuerknüppel nach der anderen Seite, so zieht das andere Relais an. D3 und D4 sind Schutzdioden für die Schalttransistoren. Beim Abschalten des Relais können so hohe Induktionsspannungen auftreten, daß davon die Kollektorsperrschicht des Transistors durchschlagen wird. Die Dioden schließen diese Spannungen kurz und schützen damit die Schalttransistoren. Den Totbereich für die Neutral- bzw. Knüppelmittelstellung kann man durch Verändern von R12 und R13 einstellen. Werden R12, R13 gegenüber dem angegebenen Wert von 47 kΩ verkleinert, dann vergrößert sich der Totbereich. Für bestimmte Steuerungsaufgaben ist ein vergrößerter Totbereich erwünscht.
Aus einem Umpolschalter läßt sich auch recht einfach ein EIN-Schalter bzw. Speed-Schalter herstellen. Man verwendet die gleiche Platine (wie in Bild 4.19 und Bild 4.20) und läßt nur einen

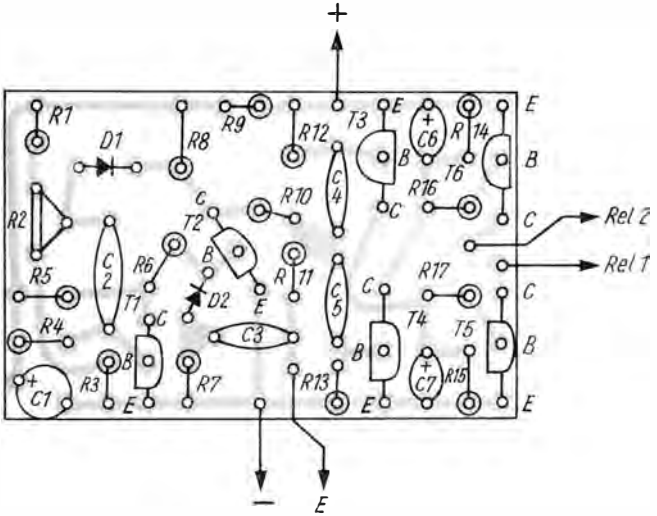


Bild 4.19 Bestückungsplan des elektronischen Umpolschalters

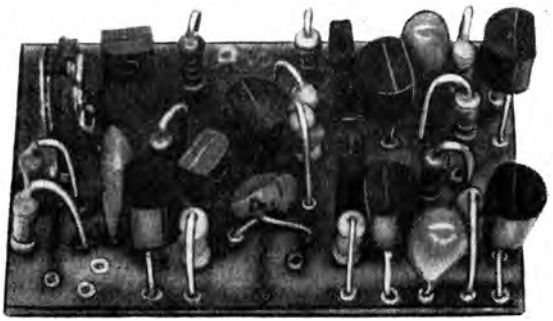


Bild 4.20 Musteraufbau des elektronischen Umpolschalters

Verstärkerzweig weg. Am besten verzichtet man auf C4, R12, T3 ..., da dann kein pnp-Si-Transistor benötigt wird, denn T6 des verbliebenen Verstärkerzweiges kann ein pnp-Ge-Transistor sein. Als Relais eignen sich alle Kleinrelais für 4 V. Auch die meisten Kleinrelais für 6 V kann man verwenden, aber vorher muß ausprobiert werden, ob sie noch bei fast entladenem Empfängerakkumulator, also bei etwa 4,4 V, sicher anziehen.
D3 und D4 fehlen auf der Leiterplatte, sie sind direkt an die Stifte auf der Relaisunterseite gelötet. Die Leiterplatte wurde in der Weise ausgelegt, daß sie zusammen mit den Relais in einem Gehäuse (2 mm Polystyrol; mit Plastikfix kleben) untergebracht werden kann. Das ergibt einen platzsparenden sowie robusten Aufbau und ermöglicht es außerdem, auch andere Relaistypen ohne Schwierigkeiten anzuschließen. Je nach Anwendungsbereich muß bei der Relaisauswahl aber darauf geachtet werden, daß die Kontakte ausreichend belastbar sind. Für Fahrmotoreinschaltungen größerer Schiffsmodelle und der Flugmodelle sollten die Kontakte für einen Schaltstrom von 10 bis 15 A vorgesehen sein. Zur Entstörung werden die Relaiskontakte mit keramischen Kondensatoren (47 nF) überbrückt. Die Schaltung der Kontaktsätze für Umpolbetrieb entspricht der nach Bild 4.13.
Beim Abgleich des elektronischen Umpolschalters wird folgendermaßen vorgegangen. Ist die Leiterplatte bestückt und das Relais angelötet, dann schließt man den Schalter an einen neutralisierenden Kanal an. Knüppel und Trimmung am Sender stehen genau auf Mittelstellung. Bei eingeschaltetem Sender wird

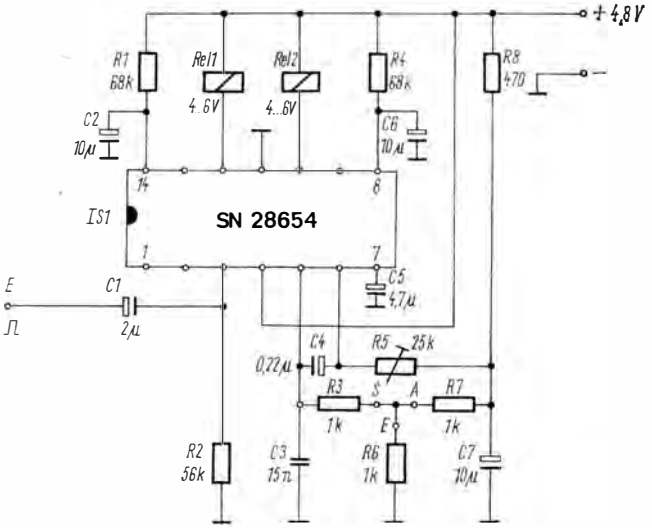


Bild 4.21 Umpolschalter mit Servo-IS *SN 28654*

R2 so eingestellt, daß beide Relais abgefallen sind. Schwenkt man den Steuerknüppel aus der Mittellage, dann muß ein Relais, beim Schwenken nach der anderen Seite das andere Relais, anziehen. Der Totbereich, also der Schwenkbereich, nach dem die Relais anziehen, kann wie beschrieben eingestellt werden.

Für Umpolschalter sind auch vollintegrierte Versionen entwickelt worden. Bei ihnen verringert sich der Bauelementeaufwand erheblich. Als Beispiel sei der Umpolschalter mit dem Servo-IS *SN 28654* angeführt (Bild 4.21). In diesem IS sind in einem Bauelement die Funktionsgruppen Referenzgenerator, Vergleichsstufe und Brückenverstärker integriert. Die externen Bauelemente dienen nur dazu, das Verhalten des IS den speziellen Anwendungen anpassen zu können. Über C1, R2 wird der Kanalimpuls eingekoppelt. Die Impulslänge des Referenzimpulses kann mit R5 C4, R6, R7 eingestellt werden. Die angegebene Dimensionierung entspricht den gebräuchlichen Impulszeiten [z. B. (1,7 $\pm$ 0,5) ms für *start dp*]. Der Wert von C5 bestimmt den Totbereich. Mit 7,4 μF stellt man einen sehr schmalen Totbereich ein und mit

0,1 μF dagegen einen solch breiten (etwa 40% vom Knüppelweg), daß ein unbeabsichtigtes Umschalten vermieden wird. Den schmalen Totbereich wendet man bei Nachlaufverstärkern an, bei denen eine hohe Stellgenauigkeit erforderlich ist. Soll dieser IS als Nachlaufverstärker (Segelwinde) verwendet werden, dann trennt man den Knotenpunkt zwischen R3, R6, R7 auf und schließt das Potentiometer 1kl an den Punkt S (Schleifer), A (Anfang) und E (Ende) der Widerstandsbahn an. Die RC-Kombinationen R1, C2 und R4, C6 dehnen den jeweiligen Differenzimpuls so weit, daß er die Impulspause von 20 bis 30 ms (je nach Anlage) überbrückt. Die Relais sind an Pin 10 und 12 angeschlossen. Die Relaiskontakte werden wie in Bild 4.13 angegeben geschaltet. Für den Betrieb als Speed-Schalter entfällt ein Relais. Zum Abgleich stellt man den Um- bzw. Einschaltpunkt mit R5 und den Totbereich mit C5 ein.

4.1.3. Schalter für 2 Fahrstufen

Den Umschalter mit 2 Relais oder 2 Sprungschaltern, der bisher nur zur Steuerung der Stufen „Vorwärts", „Stop" und „Rückwärts" angewendet wurde, kann man genausogut zur Steuerung von 2 Vorwärtsfahrstufen einsetzen. Wenn auf die Funktion „Rückwärts" verzichtet wird, so lassen sich mit dem Umschalter die Vorwärtsfahrstufen „Halb voraus" und „Voll voraus" schalten. Für diese Anordnung bieten sich 2 Versionen an. Beim Modell mit einem Antriebsmotor verwendet man eine Fahrbatterie mit Anzapfung oder besser 2 in Reihe geschaltete Fahrbatterien (Bild 4.22). Mit Rel2 wird die Fahrbatterie 2 angeschaltet, das entspricht bei der Auslegung nach Bild 4.22 der halben Betriebsspannung und damit der Fahrstufe „Halb voraus". Schaltet

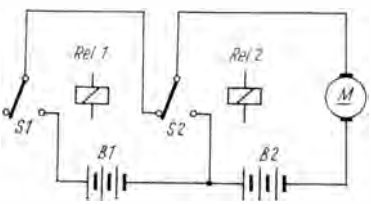


Bild 4.22
Schaltung für 2 Vorwärtsfahrstufen mit 2 unterschiedlichen Fahrbatterien

Rel1, dann liegt der Motor an der vollen Betriebsspannung (Reihenschaltung beider Akkumulatoren), und das Modell macht damit Fahrt „Voll voraus". Diese Fahrstufenversion läßt sich mit dem Nockenschalter, dem Schleppschalter wie auch mit dem elektronischen Umschalter realisieren. Damit durch Kleben oder Hängen eines Relais oder Schalters kein Kurzschluß für Batterie 1 eintreten kann, wird der Motorstrom für S1 über den Ruhekontakt von S2 geführt.

Diese einfache und preiswerte Lösung hat einen Nachteil. Wird die Fahrstufe „Halb voraus" mehr benutzt als die Fahrstufe „Voll voraus", so ist Batterie 1 eher entladen als Batterie 1. Man müßte dann für Batterie 2 eine höhere Kapazität vorsehen. Auf jeden Fall müssen beide Batterien getrennt geladen werden. Das bedeutet aus praktischer Sicht einen Mehraufwand (mehr Zeit oder 2 Ladegeräte) und ist damit ein Nachteil. Diese Version hat aber auch einen Vorteil. Man kann durch geeignete Wahl der Klemmenspannung für Batterie 1 und Batterie 2 die Geschwindigkeit der beiden Fahrstufen recht genau den gewünschten Bereichen anpassen.

Bei 2 gleichen Batterien (gleiche Kapazität, gleiche Klemmenspannung, gleiches Alter) können die beiden Fahrstufen auch durch Parallel-Reihen-Schaltung realisiert werden. Allerdings ist bei der Parallelschaltung von Batterien Vorsicht geboten (s. Band 2), um Schäden zu vermeiden. Bei der Parallel-Reihen-Schaltung wird der Motor in Fahrstufe 1 mit der halben Spannung, das entspricht der Klemmenspannung einer Batterie, und in

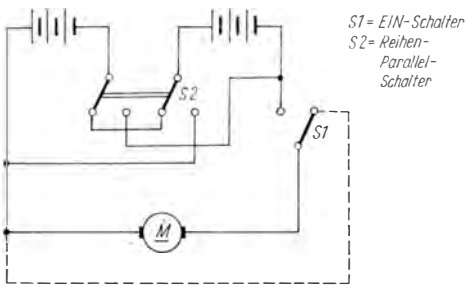


Bild 4.23 Parallel-Reihen-Schaltung für 2 Vorwärtsfahrstufen mit 2 gleichen Batterien

Fahrstufe 2 mit der vollen Spannung, das entspricht der doppelten Spannung einer Batterie, betrieben.
Der Vorteil dieser Variante liegt in der Verwendung von 2 gleichen Batterien und ihrer gleichen Belastung. Das vereinfacht in der Regel das Laden erheblich. Allerdings benötigt man für die Umschaltung von Parallel- auf Reihenschaltung einen zweipoligen Umschalter bzw. ein Relais mit entsprechendem Kontaktsatz (Bild 4.23). S1 schaltet ein, bzw. die Fahrstufe 1 und S2 schaltet die beiden Batterien von Reihen- auf Parallelschaltung und umgekehrt. Die Kurzschlußbrücke für sicheren Motorstillstand, wichtig für Elektroflug mit Klappluftschrauben, ist gestrichelt gezeichnet (s. Bild 4.11).
Die Probleme des Parallelschaltens von 2 Batterien umgeht man bei der nächsten Version, die mit 2 Fahrmotoren und einer Batterie arbeitet (Bild 4.24). Wo sie sich anwenden läßt, sollte ihr der Vorzug gegeben werden. Daß diese Entscheidung ganz wesentlich von modelltechnischen, aber auch materialtechnischen Gründen bestimmt wird, soll an dieser Stelle nicht näher erörtert werden.
Bei Fahrstufe „Halb voraus" (wie gezeichnet) sind beide Motoren in Reihe geschaltet. Damit liegt an jedem Motor nur die halbe Spannung. Bei Fahrstufe „Voll voraus" sind beide Motoren parallel und damit direkt an die Batterie geschaltet. Bei jeder Fahrstufe werden alle Zellen der Batterie gleichmäßig belastet. Zu beachten ist nur, daß man dann beim Nockenschalter die Nokkenscheibe so breit ausführt, daß sie bei S2 beide übereinander-

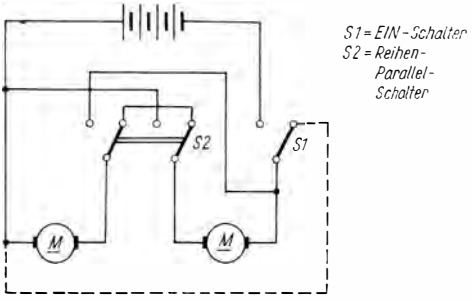


Bild 4.24 Schaltung für 2 Vorwärtsfahrstufen mit 2 Motoren

liegenden Sprungschalter gleichzeitig betätigt. Beim elektronischen Umschalter ist für Rel2 ein Typ mit doppeltem Kontaktsatz (2 × Wechsler) erforderlich.
Für viele Anwendungsfälle reichen allerdings 2 Fahrstufen nicht aus. 3, 4 oder sogar 5 Fahrstufen in beiden Fahrtrichtungen sind wünschenswert. Diese Fahrstufenanzahl läßt sich mit einem elektronischen Umpolschalter nicht mehr realisieren.

4.1.4. Schalter für mehrere Fahrstufen

Um mehrere Fahrstufen zu schalten, gibt es unterschiedliche Lösungsmöglichkeiten. Man kann einen entsprechenden Schaltersatz durch eine Nockenwelle oder auch mit einem Schieber (mit aufgesetzten Nocken) betätigen.
Für den vorgestellten Anwendungsfall wird der Nockenschalter umgebaut. Je nach geforderter Fahrstufenanzahl werden die Sprungschalter zu einem „Paket" gestapelt (Bild 4.25). Über den Betätigungsstiften laufen die Nockenscheiben auf einer gemeinsamen Welle. Die Form der Nocken bestimmt die Einschaltdauer und ihre Position auf der Welle den Einschaltpunkt. Durch Drehung der Nocken auf der Welle lassen sich die Einschaltpunkte zueinander und ihre Folge genau einstellen. Zeitliche Folge und Einschaltdauer der einzelnen Schalter werden vom „Programm" vorgegeben. Ein solches Programm sei als Beispiel

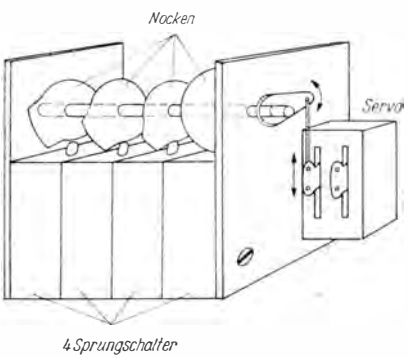


Bild 4.25 Mehrstufiger Nockenschalter

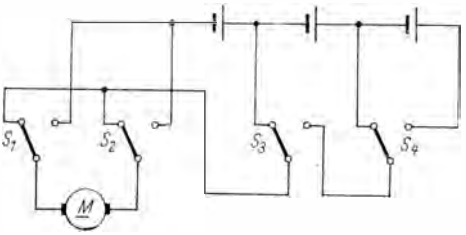


Bild 4.26 Vierstufige Fahrschaltung

für die Schaltung nach Bild 4.26 dargestellt (Tabelle 4.1.). S1 und S2 arbeiten als Ein- und Umschalter. Wird S1 betätigt, dann läuft der Motor an und, angenommen, rechts herum. Schaltet S2, so läuft der Motor ebenfalls an, aber entgegengesetzt, also links herum. Damit hat man die Fahrstufen „Voraus" und „Zurück" verwirklicht. Die Geschwindigkeitsstufen „Halb" und „Voll" werden dann für die jeweilige Drehrichtung durch Zuschalten von Batterie 2 und Batterie 3 über S3 und S4 eingestellt.
Durch Zufügen weiterer Batterien und Schalter könnte der Geschwindigkeitsbereich in noch mehr Fahrstufen unterteilt werden. Ob das sinnvoll ist, muß man im konkreten Fall entscheiden. Erfahrungsgemäß reichen 3 Fahrstufen in den meisten Fällen aus. Wenn nicht, dann sollte man sich zum stufenlosen Drehzahlstellen entschließen. Die in Bild 4.25 vorgeschlagene Lösung ist nur eine von vielen möglichen. Neben Vorteilen, wie leichte Ankupplung eines Servos mit Drehscheibe, leichtes Auswechseln und Ein-

Tabelle 4.1. Schaltprogramm der vierstufigen Fahrschaltung nach Bild 4.26

	Schalter			
Fahrstufe	S1	S2	S3	S4
Voll voraus	EIN	AUS	EIN	EIN
Halb voraus	EIN	AUS	EIN	AUS
Langsam voraus	EIN	AUS	AUS	AUS
Stop	AUS	AUS	AUS	AUS
Langsam zurück	AUS	EIN	AUS	AUS
Halb zurück	AUS	EIN	EIN	AUS
Voll zurück	AUS	EIN	EIN	EIN

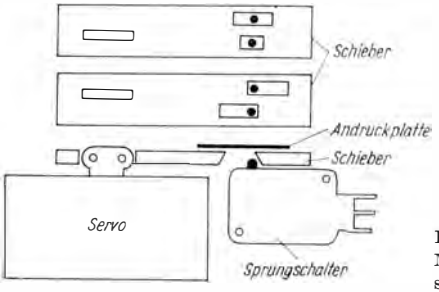


Bild 4.27
Mehrstufige Fahrschaltung mit Schieber

stellen der Nocken und damit unproblematische Variation der Schaltprogramme, hat sie sicher auch Nachteile. Für Servos mit Linearschieber ist u. U. eine Lösung mit Nocken auf einem Schieber vorteilhafter (Bild 4.27). Neben diesen vorgeschlagenen Lösungen sind noch andere Varianten möglich, z. B. mit 2 bzw. 3 elektronischen Umschaltern oder mit 3, 4 und noch mehr Motoren. Nur sind alle diese Varianten recht teuer und bauaufwendig, ohne für den Antrieb echte Vorteile zu bieten.

4.2. Drehzahlstellen mit Vorwiderstand

4.2.1. Drehzahlstellen mit Festwiderständen

Dieses Verfahren zum Drehzahlstellen kommt eigentlich nur für solche Anwendungen in Frage, bei denen eine ausreichende Kapazitätsreserve im Modell installiert werden kann, ohne daß durch die im Vorwiderstand auftretenden Verluste die Betriebszeit wesentlich verkürzt wird. Dieses Verfahren hat aber nicht nur Nachteile, sondern im Vergleich mit anderen auch Vorteile. Ein Vorteil ist, daß das Drehzahlstellen mit Vorwiderstand nur einfache Mittel erfordert. Hinzu kommt, daß alle Zellen gleichmäßig entladen werden, da es an der Fahrbatterie keine Anzapfung gibt. Dadurch kann man die Fahrbatterie insgesamt laden. Beim Betrieb mit Anzapfungen müßten jede Zelle bzw. zusammengeschaltete Zellen geprüft und getrennt je nach Kapazitätsreserve geladen werden. Ein recht umständliches Verfahren, das den Ladevorgang nicht nur kompliziert, sondern auch langwierig macht.

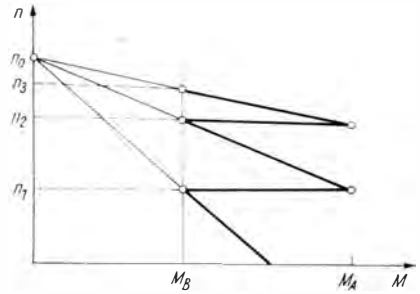


Bild 4.28
Kennlinie für den Motorbetrieb mit Ankervorwiderständen

Die Funktion des Drehzahlstellens mit Vorwiderstand läßt sich am besten am Kennlinienfeld (Bild 4.28) erkennen. Beim Anfahren (z. B. beim Automodell) ist das Anfahrmoment M_A aufzubringen. Bei eingeschaltetem Vorwiderstand R_{v1} steigt die Drehzahl auf der zugehörigen Kennlinie, bis das Betriebsdrehmoment bzw. die der Drehzahl n_1 entsprechende Geschwindigkeit erreicht ist. Schaltet man auf den zweiten Vorwiderstand R_{v2} um, so steigt das Drehmoment sprungartig, das Modell beschleunigt, bis sich bei M_B wieder ein stabiler Arbeitspunkt eingestellt hat. Wird dann die Klemmenspannung direkt an den Anker gelegt, so stellt sich die Drehzahl n_3 und damit die höchste Modellgeschwindigkeit ein.

Mit 2 Vorwiderständen kann man also 3 Fahrstufen einstellen. Für viele Anwendungsfälle reicht das vollkommen aus. Die Steigung der Drehzahlkennlinien (Bild 4.28) wird nur durch die Größe von R_v bestimmt. Daraus ersieht man auch, daß für konstante Belastungen M_B jede gewünschte Drehzahl eingestellt werden kann.

In der Praxis wird man kaum ohne einige Experimente zur Ermittlung der richtigen Abstufung der Vorwiderstände auskommen. Um dafür aber schon einige Anhaltswerte zu haben, sei ein entsprechendes Berechnungsverfahren angegeben. Ausgegangen wird von Gl. (2), die für die Nenndrehzahl n bei Belastung mit dem Nennmoment M_N gilt. Für den Betrieb mit Ankervorwiderstand R_v ergibt sich dann

$$n_{Rv} = \frac{U - I_A (R_a + R_v)}{c_2 \Phi}. \tag{20}$$

Für die Berechnung von R_v für die gewünschte Drehzahl n_v faßt man Gl. (19) und Gl. (20) zusammen und erhält

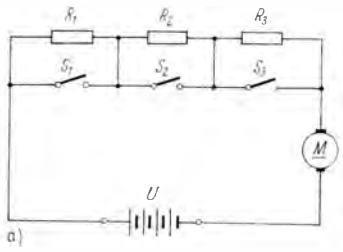
$$\frac{n}{n_v} = \frac{U - I_A R_A}{U - I_A (R_A + R_v)}.$$

Nach Umstellung auf R_v erhält man

$$R_v = \frac{U (n - n_v) - I_A R_A (n - n_v)}{n I_A}. \tag{21}$$

Damit läßt sich R_v für die gewünschten Fahrstufen berechnen, denn die Größen U, I_A, R_A und n können auch vom Modellbauer gemessen werden.

Praktisch realisiert man die Vorwiderstände nach der Schaltung entsprechend Bild 4.29a. Der Vorwiderstand für die Fahrstufe 1



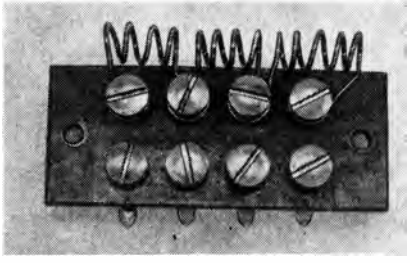


Bild 4.29 Schaltung der Vorwiderstände (a), Anordnung der Widerstände als Klemmleiste (b)

wird aus der Summe $R_1 + R_2 + R_3$ gebildet. Für Fahrstufe 2 schließt man R1 kurz, wirksam bleibt $R_2 + R_3$. Bei der Fahrstufe 3 sind dann R1 und R2 überbrückt und bei Fahrstufe 4 alle 3 Widerstände. Um die Widerstände genau auf die Fahrstufen abgleichen zu können, fertigt man sich eine Klemmleiste an. Durch die Klemmbefestigung kann man den Abgriff am Widerstandsdraht leicht variieren (Bild 4.29b). Als Widerstandsdraht eignen sich Stücke von Schiebewiderständen oder Heizwendeln (als Ersatzteil für Heizsonnen im Handel erhältlich). Entscheidend ist die Abstimmung des spezifischen Widerstands und der Belastbarkeit des Widerstandsdrahts auf den Antriebsmotor, um zu praktisch brauchbaren Lösungen zu kommen.

4.2.2. Stufenloses Drehzahlstellen mit Vorwiderstand und Drehrichtungsumkehr

Besondere Bedeutung hat das stufenlose Drehzahlstellen mit Vorwiderstand für beide Drehrichtungen. Ein solcher Drehzahlsteller ist sehr einfach, preiswert und robust. Allerdings benötigt

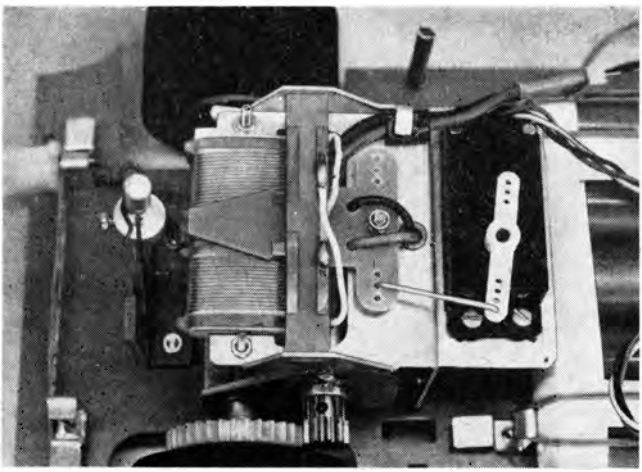


Bild 4.30 Stufenloser Drehzahlsteller mit Vorwiderstand im Automodell

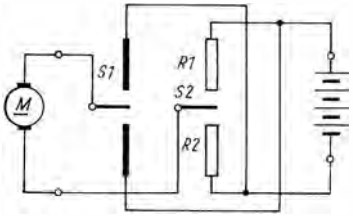


Bild 4.31
Stromlaufplan des stufenlosen Drehzahlstellers nach Bild 4.30

man zu seiner Betätigung auch ein Servo, und die Belastbarkeit ist begrenzt. Diese Art Drehzahlsteller wird bevorzugt in Automodellen des Maßstabs 1:12 angewendet (Bild 4.30). Der Vorwiderstand besteht aus wenigen Windungen Widerstandsdraht, die auf einen Keramikkörper gewickelt sind. Die thermische Belastbarkeit des Widerstands begrenzt den Motorstrom und damit die gestellte Motorleistung. Bei der Auslegung des Widerstands ist ein Kompromiß zu schließen, denn der Motor läuft selbst auf der niedrigsten Fahrstufe zumindest unbelastet mit relativ hoher Drehzahl an. Damit läßt sich kaum vorbildgetreu fahren.
Der Stromlaufplan des Drehzahlstellers ist verblüffend einfach (Bild 4.31). Auf den Widerstandsbahnen R1 und R2 gleitet der Schleifer S2 und parallel dazu der Schleifer S1 auf 2 Kontaktbahnen. Auf diese Weise kann man bei einer Fahrbatterie ohne weiteres die Drehrichtung umkehren. Die Widerstände R1 und R2 können auch als Reihenschaltung entsprechend dimensionierter Einzelwiderstände ausgebildet und die Abgriffe auf eine Kontaktbahn geführt werden. Damit läßt sich sicher eine bessere Anpassung der Stellcharakteristik an das vorbildgetreue Fahrverhalten des Modells erreichen. Aus dieser Beschreibung ersieht man schon, wie vielfältig die Lösungsmöglichkeiten sind.
Im Zeitalter der hochentwickelten Elektronik bietet es sich an, die Widerstände durch entsprechend belastbare Transistoren zu ersetzen. Dieser Weg wird bei der nächsten Version beschritten.

4.2.3. Drehzahlstellen mit Transistor als Vorwiderstand und Drehrichtungsumkehr

Auch dieser Drehzahlsteller wird von einem Servo betätigt. Er ist für kleinere und mittlere Modelle, in der angegebenen Dimensio-

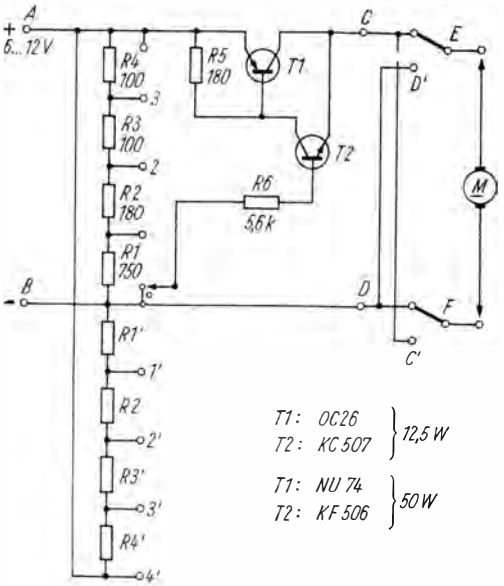


Bild 4.32 Drehzahlsteller mit Transistor als Vorwiderstand und Drehrichtungsumkehr

nierung für Motorströme bis 5 A bei 10 V, vorgesehen. Die Schaltung wurde in [22], H. 7/78, veröffentlicht. Sie ist für Schiffs- und Automodelle gleichermaßen geeignet und sehr einfach (Bild 4.32). Transistor T1 in Tandemschaltung mit T2 steuert den Motorstrom. Die 4 Fahrstufen werden mit den Widerständen R1 bis R4 eingestellt. Der Gesamtwiderstand $R_{ges} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4$ beträgt 1 kΩ. Durch die Abstufung von R1 bis R4 können die Fahrstufen optimal an das Modell angepaßt werden. Die Angaben in Bild 4.32 sind nur eine mögliche Variante. Durch Verwendung eines Ge-Transistors für T1 sind die Verluste klein, da der Ge-Transistor nur eine Kniespannung von 0,25 bis 0,5 V hat. Der Transistor *OC 26* kann bis 12,5 W belastet werden. Der Transistor *NU 74* für T1 (dann T2 = *KF 506*) ist auch ein Ge-Typ, läßt sich aber bis 50 W belasten. Er hat eine Kniespannung von $U_{CES} = 1$ V. Die Schaltung der Fahrstufen und die Drehrichtungs-

umkehr wird von dem Schleifer und der Kontaktbahn übernommen.

4.3. Drehzahlstellen mit pulsierender Gleichspannung

Man kann die Drehzahl bei Gleichstrommotoren stufenlos von Null bis zum Maximalwert nach Gl. (19) stellen, wenn die Klemmenspannung U von Null bis zum Nennwert stufenlos variiert wird. Bei Motoren mit Permanentmagnet ist die Drehzahl praktisch der Klemmenspannung proportional. Der ausnutzbare Stellbereich wird nach oben durch das Kommutierungsverhalten begrenzt und dürfte nicht wesentlich über dem Wert der Nennspannung liegen. Nicht minder wichtig ist die Grenze nach unten, also das Stellen kleinster Drehzahlen. Mit dem Gleichstrommotor lassen sich nicht beliebig kleine Drehzahlen einstellen. Die Grenze nach unten ist durch ruhigen und gleichmäßigen Lauf gegeben.

Der Stellbereich hängt von einer Reihe Faktoren wie der Kommutatorlamellenzahl, der Nutzahl, den Reibungsmomenten, dem Bürstenspannungsabfall u. a. ab. Für den Antrieb von Modellen genügt in der Regel der Stellbereich der Elektromotoren. Lediglich bei Automodellen bewirken Motoren mit dreipoligen Ankern ein ruckartiges Anfahren. Hinzu kommt, daß derartige Motoren schlecht kommutieren und die dabei auftretenden HF-Störungen Fehlfunktionen des Drehzahlstellers hervorrufen.

Stufenloses Drehzahlstellen erfordert, die Ankerspannung des Motors, betrachtet seien der Einfachheit halber Motoren mit Permanentmagnet, von Null bis zum Nennwert bei vollem Drehmoment und damit vollem Ankerstrom stufenlos zu stellen. Das bedeutet aber, daß die jeweilige Differenz $U_B - U_A = U_V$ an dem Widerstand R_v abfällt (Bild 4.33). Der Widerstand muß dafür den entsprechenden Stellbereich haben. Der Spannungsabfall an R_v bedeutet aber gleichzeitig besonders in unteren Drehzahlbereichen einen erheblichen Verlust $P_V = I_V U_V$, da ja dann U_V wesentlich größer als U_A ist. Um diese hohen Verluste zu vermeiden wählt man ein anderes Verfahren.

Die Ankerspannung wird bei diesem Drehzahlstellverfahren nicht in der Größe verändert, sondern in Gleichspannungsimpulse umgewandelt. Die Funktion sei anhand von Bild 4.34 erläutert. Für

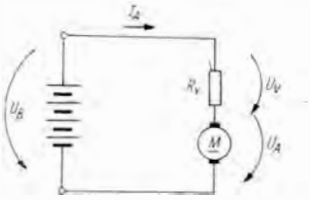


Bild 4.33
Ersatzschaltung zum stufenlosen Stellen der Drehzahl

den langsamen Anlauf erhält der Motor schmale Spannungsimpulse. Diese Spannungsimpulse werden durch die Trägheit des Ankers so integriert, als würde nur eine kleine mittlere Gleichspannung am Anker anliegen. Je höher die Drehzahl sein soll, um so breitere Spannungsimpulse bildet man, so daß der mittlere Wert von U_A immer höher wird — bis schließlich der Nennwert und damit die Nenndrehzahl des Motors erreicht ist. Dieses Verfahren hat sich wegen seiner entscheidenden Vorzüge wie vollelektronisches stufenloses Drehzahlstellen, sicherer Motoranlauf mit hohem Drehmoment und geringe Verluste in den Stellglie-

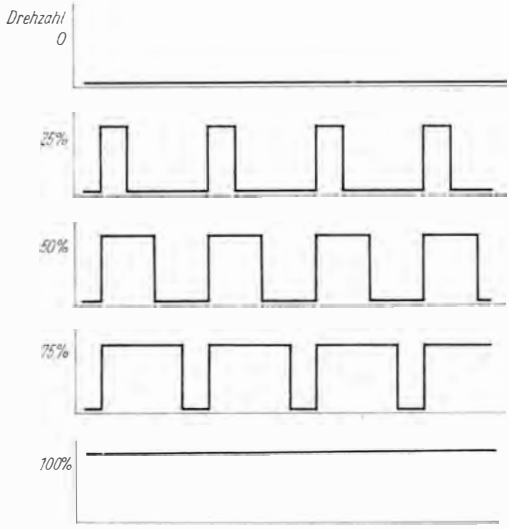


Bild 4.34 Drehzahlstellen mit pulsierender Ankerspannung

dern allgemein durchgesetzt. Mit dem Drehzahlsteller, wie er fachlich richtig bezeichnet wird, beeinflußt man über die Fernsteueranlage den Fahrzustand eines Modells. Für den stufenlos wirkenden Drehzahlsteller im Modell, als Zusatz zur Fernsteueranlage, hat sich die nicht ganz zutreffende Bezeichnung „Fahrtregler" eingebürgert. Da diese Bezeichnung auch in anderem Schrifttum gebräuchlich ist, soll sie in diesen Broschüren ebenfalls verwendet werden. Die im folgenden vorgestellten Schaltungen arbeiten nach dem Verfahren der Impulssteuerung. Die ersten 3 Schaltungen wurden unter dem Gesichtspunkt ausgewählt, daß sie mit handelsüblichen Bauelementen nachbaufähig sind.

4.3.1. Stufenloser Drehzahlsteller für Servobetätigung

Die zunächst einfachste Lösung besteht darin, einen Impulsgenerator aufzubauen, dessen Impulszeiten sich von Null über kurze, mittlere und lange Impulse bis hin zu „Dauerimpulsen" einstellen lassen (s. Bild 4.34). Diesem Impulsgenerator wird ein Leistungsverstärker nachgeschaltet, der für die Daten des Motors (max. 10 A/25 V) ausgelegt ist. Die Impulszeiten des Generators sind mit einem Potentiometer, das von einem Servo betätigt wird, einstellbar (Bild 4.35). Elektronisch löst man das Problem in der Weise, daß man als Impulsgenerator einen astabilen Multivibrator und für den Leistungsverstärker einen entsprechend belastbaren Si-Transistor mit Treiberstufe verwendet (Bild 4.36). Der astabile Multivibrator ist mit komplementären Transistoren

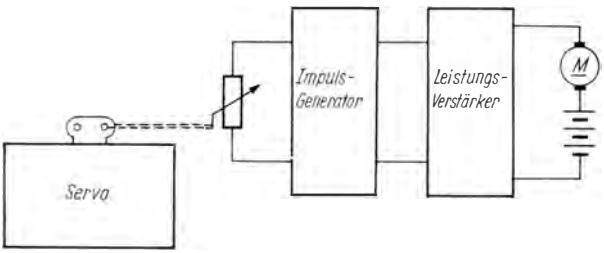


Bild 4.35 Prinzipielle Wirkungsweise des Drehzahlstellens mit einem Servo

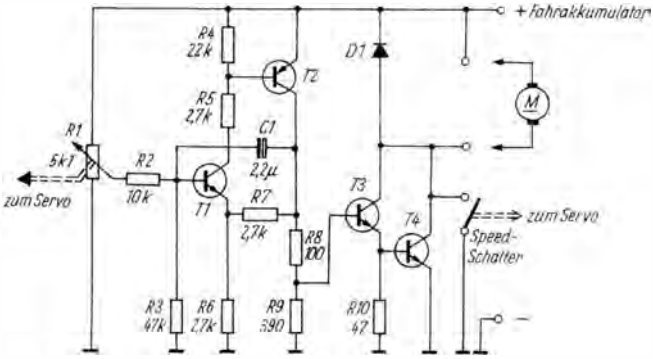


Bild 4.36 Fahrtregler (Drehzahlsteller) Typ *Servonaut*

bestückt, seine Impulszeit läßt sich mit R1 einstellen. Als Treiberstufe ist T3 und als Leistungsverstärker T4 geschaltet. Die Diode D1 wirkt als Freilaufdiode. Sie schließt die bei der Stromwendung und beim Abschalten entstehenden Induktionsspannungen kurz und schützt damit die Transistoren T3 und T4. Für R1 kann man einen Flachbahnregler oder ein Potentiometer verwenden. Zu beachten ist, daß der Stellbereich etwa 60% des Stellweges ausmacht. Die kurzen Impulse am Kollektor von T2 setzen bei etwa 20% des Drehwinkels bzw. des Stellwegs ein, werden immer länger, um bei etwa 80% auszusetzen (Bild 4.37). T2 leitet dann, und damit leiten auch T3 und T4. Am Anker liegt somit die maximale Spannung

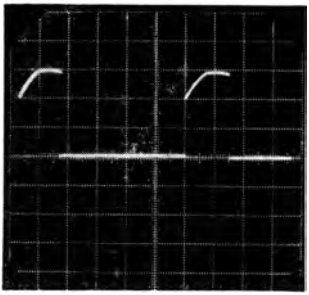
$$U_{\text{Batt}} - U_{\text{CErest}} = U_{\text{A}} \; ; \tag{22}$$

mit U_{Batt} — Batteriespannung in V, $U_{\text{CE rest}}$ — Kollektor-Emitter-Restspannung in V, U_{A} — Ankerspannung in V.

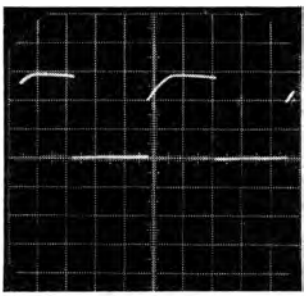
Die für den Nachbau wichtigen Einzelheiten gehen aus den Bildern 4.38 bis 4.40 hervor.

Bei Hochleistungsantrieben möchte man die bei Vollaussteuerung an T4 abfallende Spannung $U_{\text{CE rest}}$ von etwa 1,5 V auch noch für den Antrieb nutzen. Daher wird T4 in durchgeschaltetem Zustand vom Speed-Schalter überbrückt. Praktisch kann man das so

a



b



c

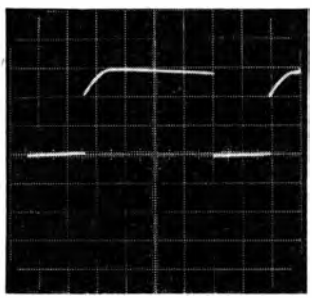


Bild 4.37 Oszillogramme des Fahrtreglers *Servonaut* an MP 1; a — bei 25 % Stellweg an R1, b — bei 50 % Stellweg an R1, c — bei 75 % Stellweg an R1

lösen, daß das Servo am Ende des Stellwegs (90 %) einen Sprungschalter betätigt. Am Sender benutzt man dazu den Trimmhebel. Im Endstufentransistor T4 tritt eine erhebliche Verlustleistung

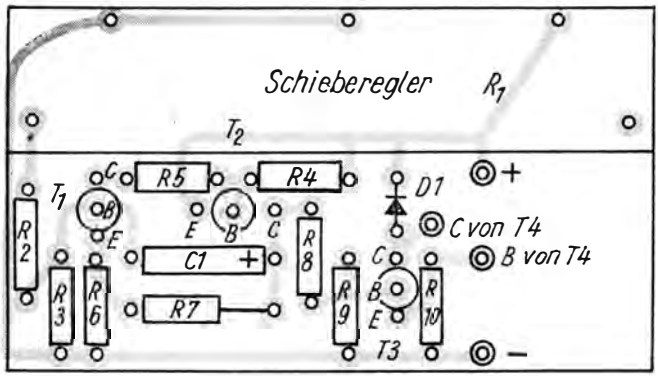


Bild 4.38 Bestückungsplan des Fahrtreglers *Servonaut* (Eigenbau)

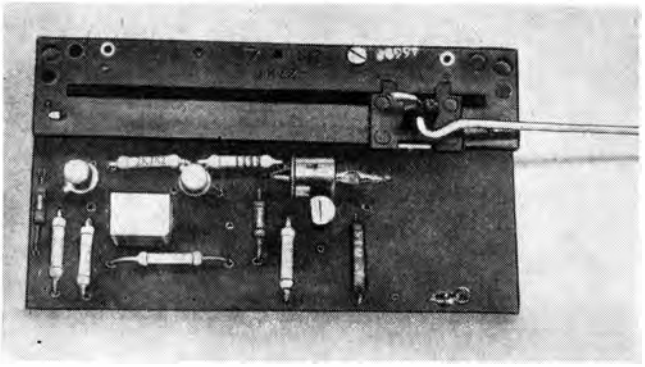


Bild 4.39 Innenansicht des Fahrtreglers *Servonaut* (Eigenbau)

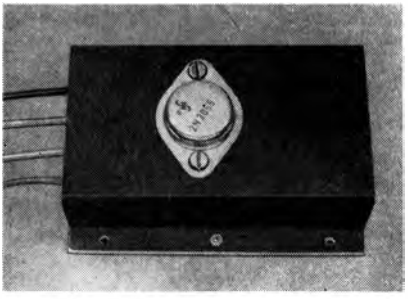


Bild 4.40
Montierter Fahrtregler *Servonaut* (Eigenbau)

$$P_V = I_A \, U_{CE\,rest} \tag{23}$$

auf, je nach Motor kann $P_V = 10\ A \cdot 1{,}5\ V$ bis zu 15 W betragen. Das ist schon fast die Leistung eines kleinen Lötkolbens. Deshalb muß T4 gut gekühlt werden. Er wird fest auf einem ausreichend großen Kühlblech (möglichst 100 cm^2) montiert. Dieses Kühlblech stellt man aus 1,5 mm Aluminiumblech her und verwendet es gleichzeitig als Gehäuseteil für den Fahrtregler. Wird das Blech geschwärzt, dann ist die Kühlwirkung besser, da eine schwarze Fläche mehr Wärme abstrahlt als eine metallisch blanke.

Beim Aufbau des Fahrtreglers ist unbedingt darauf zu achten, daß alle Leitungen zum Motor und Akkumulator gut isoliert sind. Auf keinen Fall darf ein Batteriekurzschluß über T4 entstehen. Diese Gefahr besteht durchaus, da der Kollektor von T4 am Gehäuse und damit auch an der recht großen Kühlfläche liegt. Si-Leistungstransistoren dieser Kategorie sind zwar kaum „totzukriegen", einen Kurzschluß nehmen sie trotzdem übel.

Die Auswahl der Transistortypen ist unkritisch. Für T1 und T2 eignen sich alle Universal-Si-Transistoren, auch „Bastelexemplare". T3 sollte mindestens einen Kollektorstrom von $I_C = (0{,}8 \ldots 1)$ A haben, um T4 voll auszusteuern. Für T4 ist jeder Leistungstransistor, auch ein Ge-Typ, geeignet. Nur muß er die entsprechenden Grenzwerte von P_{tot}, I_C und U_{CEO} aufweisen. Für den Typ *2 N 3055* lauten die Grenzdaten $I_C = 15$ A ($I_{C\,max} = 22{,}5$ A), $U_{CEO} = 60$ V, $P_{tot} = 117$ W. Si-Typen haben zwar einen größeren Wert für $U_{CE\,rest}$ als Ge-Transistoren, können dafür aber thermisch höher belastet werden, der *2 N 3055* bei 150 °C z. B. noch mit 35 W Verlustleistung.

Für diesen Fahrtregler baut man ein gleiches Gehäuse wie für den Fahrtregler nach Abschnitt 4.3.2.

4.3.2. Stufenloser Drehzahlsteller mit Umpolschalter Fahrtregler

Für das stufenlose Drehzahlstellen könnte im Prinzip die Schaltung des *Servonaut* verwendet werden, die dann nur durch einen Umpolkontaktsatz ergänzt wird. Da aber ein solches Gerät außerdem noch ein Potentiometer mit Mittelabgriff erfordert und am Ende doch eine recht komplizierte und damit sicher auch mechanisch störanfällige Konstruktion wird (das Servo soll das Poten-

tiometer, den Speed- und den Umpolschalter betätigen), ist es sicher günstiger, eine elektronische Lösung zu suchen. Man muß also den längenvariablen Spannungsimpuls für den Motor elektronisch aus dem Kanalimpuls gewinnen, die Umpolung besorgt dann ein Schaltrelais. Daß man für das Umpolen auch eine Brükkenschaltung benutzen kann, wird im Abschnitt 4.3.3. beschrieben. Für den Selbstbau wurde eine bewährte Transistorschaltung ausgewählt. Es handelt sich um die modifizierte Schaltung des Fahrtreglers *MR 401*. Der Fahrtregler ist für Spannungen bis 24 V und Motorströme bis 10 A (240 W) ausgelegt. Mit 240 W Antriebsleistung lassen sich auch bei größeren Modellen die geforderten Geschwindigkeiten erreichen. Noch höhere Leistungen zu steuern, ist zwar möglich, erfordert dann aber einen höheren Aufwand in der Endstufe (teurer Leistungstransistor). Der Fahrtregler ist für den Selbstbau mit handelsüblichen Bauelementen ausgelegt und kann an Eigenbauanlagen (positiver Kanalimpuls 1,6 ms $\pm$ 0,5 ms) wie auch an der *start dp* und anderen kompatiblen Anlagen angeschlossen werden. Die Impulszeiten lassen sich für diesen Zweck einstellen. Der Fahrtregler ist mit einem Umpolrelais ausgestattet. Dadurch werden für beide Drehrichtungen nur eine Fahrbatterie und nur eine Endstufe benötigt. Neben der damit erzielten beträchtlichen Einsparung hat diese Lösung auch betriebstechnische Vorteile. Zum Beispiel weist der Motor in beiden Drehrichtungen gleichartiges Steuerungsverhalten und den gleichen Leistungsumsatz auf (vorausgesetzt, der Motor ist für beide Drehrichtungen vorgesehen), und alle Zellen der Fahrbatterie werden gleichmäßig belastet bzw. entladen.

Funktion der Schaltung

Der positive Kanalimpuls wird von T1 in einen negativen Impuls an MP 1 (s. Bild 4.43 und 4.44) umgewandelt. Der negierte Eingangsimpuls gelangt über R4 auf den Vergleichspunkt MP 3. Die Vorderflanke des Kanalimpulses triggert über C2 den monostabilen Multivibrator mit T2 und T3. Der monostabile Multivibrator arbeitet als Referenzgenerator und liefert den positiven Referenzimpuls (MP 2), der über R5 auf den Vergleichspunkt gelangt. Ist der verbleibende Differenzimpuls negativ, so gelangt er über C8, D5 auf MP 5 und lädt C9 auf. Die Aufladung von C9 ist der Impulslänge direkt proportional. C9 hat damit eine impulsdehnende Funktion, um die etwa 20 ms Pause bis zum nächsten

Kanalimpuls zu überbrücken. In der Impulspause entlädt sich C9 über R22, R23. Die Impulsdehnung kann mit R22 genau eingestellt werden. Ohne Impuls an MP 5 leitet T7, infolge der galvanischen Kopplung leitet T8 ebenfalls, T9 sperrt (da pnp), und T10 sperrt ebenfalls.

Ein kurzer Impuls an MP 5 wird von C9 gedehnt und versetzt über T7, T8 und T9 den Leistungstransistor T10 kurzzeitig in den leitenden Zustand. Der leitende Zustand von T10 läßt sich damit in Abhängigkeit von der Länge des Kanalimpulses von „gesperrt", über „kurzzeitig leitend", „fast völlig leitend" bis „voll durchgesteuert" einstellen.

Die Drehzahl des Fahrmotors wird damit nicht durch die Spannungshöhe gestellt, sondern durch Spannungsimpulse einstellbarer Länge. Diese Steuerungsart hat den Vorteil, daß sie ein Minimum an Verlusten (Spannungsabfall über T10) aufweist und trotzdem eine stufenlose Einstellung der Motordrehzahl ermöglicht.

Ist der Differenzimpuls an MP 3 positiv, so sperrt D5. Der positive Differenzimpuls wird von T6 negiert und gelangt dann als negativer Impuls über C6, R20, D4 auf MP 5 und wird wie ein negativer Differenzimpuls wirksam. Gleichzeitig steuert der negierte positive Differenzimpuls über D3, R15 die Transistoren T5 und T4. Bei negativem Impuls sperren T5 sowie T4, und das Relais fällt ab. Damit kehrt sich die Drehrichtung des über den Kontaktsatz angeschlossenen Motors um. Solange an MP 3 ein negativer oder kein Impuls anliegt, sperrt T6, T5 und T4 leiten, das Relais ist also angezogen. Das Relais fällt ab, wenn bereits ein sehr kurzer Impuls an MP 4 anliegt, so daß der Motor umgepolt wird, ehe er in der anderen Drehrichtung anläuft. Es ist besonders wichtig, daß sich die Drehrichtung im stromlosen Zustand umkehrt. Dadurch wird einmal starke Funkenbildung vermieden, die sonst bei der Umschaltung entstehen würde und die Fernsteueranlage empfindlich stören könnte. Zum anderen lassen sich die Kontakte des Relais stärker belasten, da sie nicht unter Last schalten. Damit T5,T4 bereits bei kürzestem negativem Impuls an MP 4 durchgesteuert werden, ist der Basis von T5 mit C4, R15, C5 eine hochwirksame Siebkette vorgeschaltet. Die Diode D2 hat lediglich die Aufgabe, bei der Umschaltung entstehende Induktionsspannungen kurzzuschließen und damit den Transistor T4 zu schützen.

Der Fahrtregler wird mit 2 Endstufenversionen vorgestellt. Die

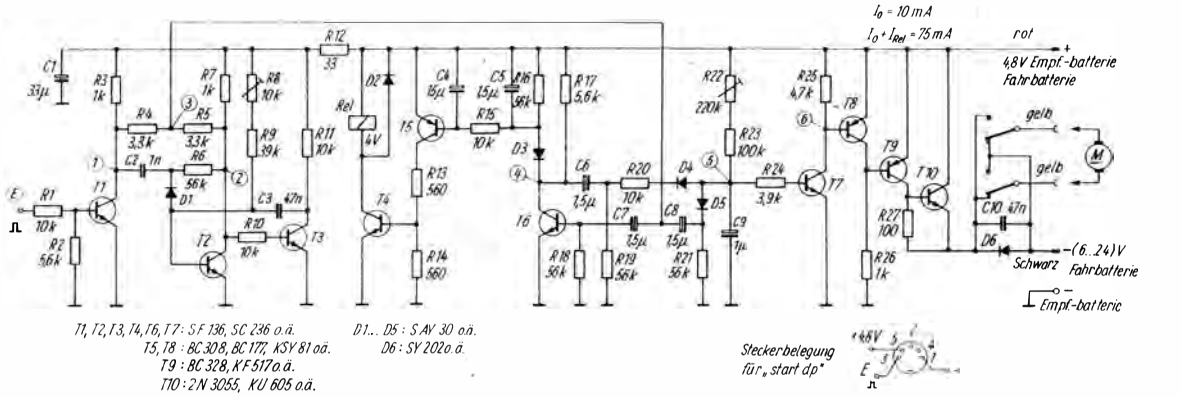


Bild 4.41 Stromlaufplan des Fahrtreglers mit Umpolschalter mit Si-Transistor in der Endstufe

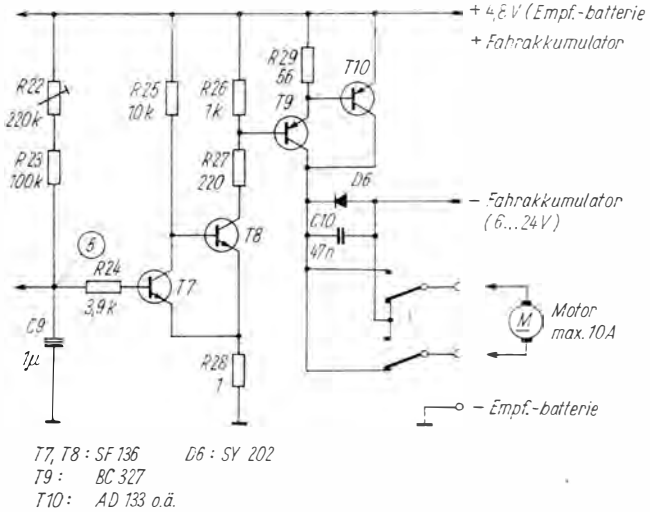


Bild 4.42 Fahrtregler-Endstufe mit Ge-Transistor

Version 1 nach Bild 4.41 arbeitet mit dem Si-Transistor *2 N 3055* oder einem ähnlichen Typ in der Endstufe. Si-Transistoren können temperaturmäßig höher belastet werden, haben aber auch einen größeren Spannungsabfall zwischen Kollektor und Emitter als ein Ge-Transistor. Bei bestimmten Antriebsfragen, besonders bei verlustarmen Antrieben, spielt das durchaus eine Rolle. Es wird daher noch die Version 2 mit den Ge-Transistoren *AD 133* o. ä. in der Endstufe vorgestellt (Bild 4.42). Sicher sind nicht nur die genannten Gesichtspunkte (Verlust, thermische Belastung) entscheidend, sondern auch Fragen der Beschaffungsmöglichkeit und des Preises. Für T10 kann praktisch jeder Leistungstransistor mit den Grenzwerten $I_C = 10$ A und $U_{CE} = 25$ V verwendet werden. T9 sollte ein Si-Transistor mit $I_C = 0{,}8$ A sein, um T10 voll aussteuern zu können. Alle anderen Transistoren sind Si-Typen für Universalanwendung. Die Platine ist so ausgelegt, daß beide Versionen damit aufgebaut werden können.

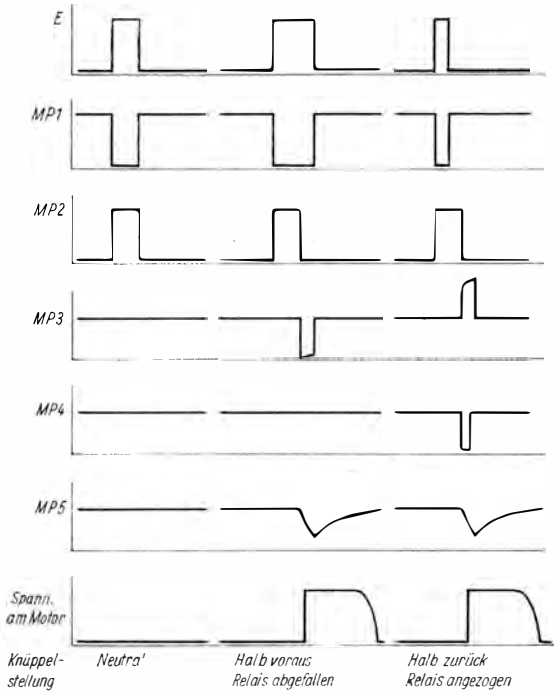

E
MP1
MP2
MP3
MP4
MP5
Spann. am Motor
Knüppel-stellung
Neutral
Halb voraus Relais abgefallen
Halb zurück Relais angezogen

Bild 4.43 a

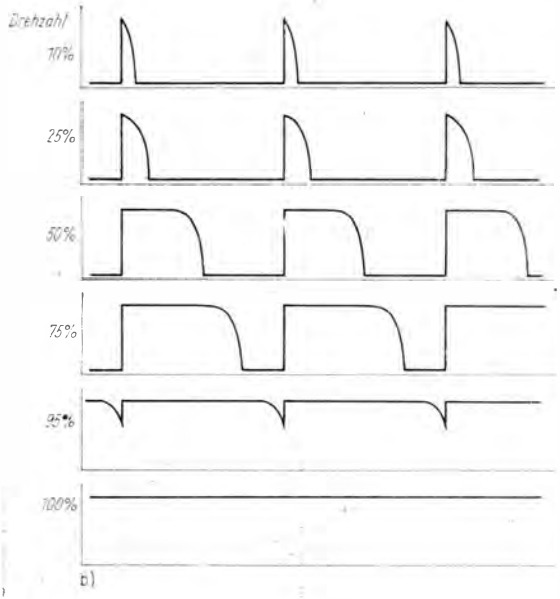
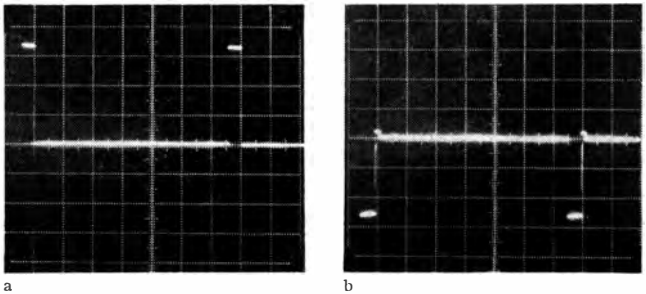
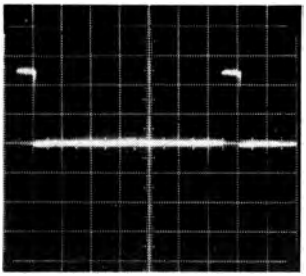


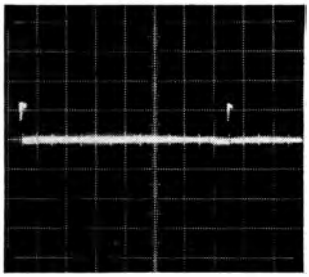
Bild 4.43 Impulsdiagramm des Fahrtreglers mit Umpolschalter a — an den Meßpunkten E, MP 1 bis MP 6, b — an MP 6 für verschiedene Drehzahlstellungen



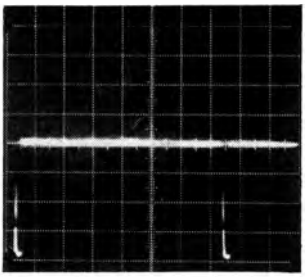
a b



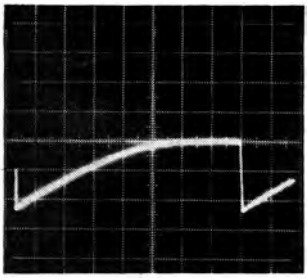
c



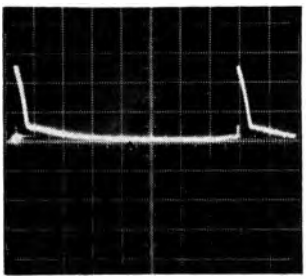
d



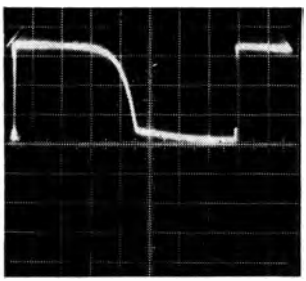
e



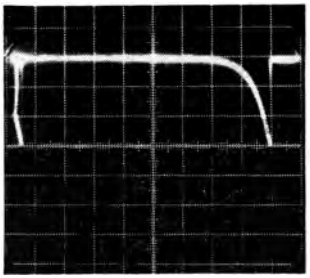
f



g



h



i

Bild 4.44 Oszillogramme des Fahrtreglers mit Umpolschalter; a — Kanalimpuls an E, b — negierter Kanalimpuls an MP 1, c — Referenzimpuls an MP 2, d — Differenzimpuls an MP 3, e — Umschaltimpuls an MP 4, f — gedehnter Differenzimpuls an MP 5, g — sehr kurzer Ansteuerimpuls an MP 6 (Motor läuft gerade an), h — mittlerer Ansteuerimpuls an MP 6 (50 % von U_A), i — sehr langer Ansteuerimpuls an MP 6 (90 % von U_A)

Aufbau des Fahrtreglers

Auf der Leiterplatte (Bild 4.45) sind alle Bauelemente außer dem Leistungstransistor T10 untergebracht. Das Relais wurde liegend eingebaut (Schutzkappe auf Platine geklebt), um eine flache Bauform zu erhalten und infolge der variablen Verdrahtung auch andere Relaistypen einsetzen zu können.

Geeignet sind Relais für Nennspannungen von 4 bis 6 V. Die Kontakte sollen laut Datenblatt mindestens bis 2 A belastbar sein. Zur Verdrahtung der den Motorstrom führenden Leitungen empfiehlt sich Cu-Litze mit 1,5 mm² Querschnitt, um den Spannungsabfall auf den Leitungen so niedrig wie möglich zu halten. Als Steckverbindungen eignen sich die im Kfz-Handel erhältlichen Flachstecker. Um Kurzschlüsse zu vermeiden, werden die Buchsen immer auf die spannungsführenden Leitungen gelötet und ein Stück Lackschlauch übergezogen.

Bei Schiffsmodellen kommt es vor, daß die Schraube durch Wasserpflanzen behindert und dadurch der Motor blockiert wird. Der dann fließende hohe Strom kann bei entsprechend belastbarem Fahrakkumulator den teuren Endstufentransistor T10 thermisch zerstören. Für diesen Fall sollte man eine Sicherung für 10 A in die Motorzuleitung einbauen.

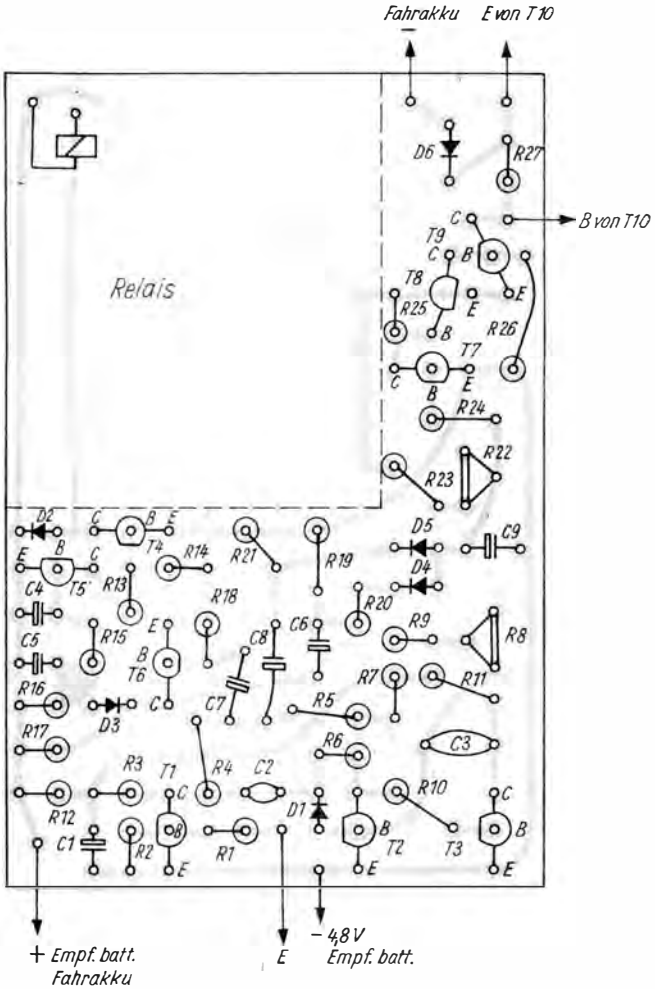


Bild 4.45 Bestückungsplan des Fahrtreglers mit Umpolschalter

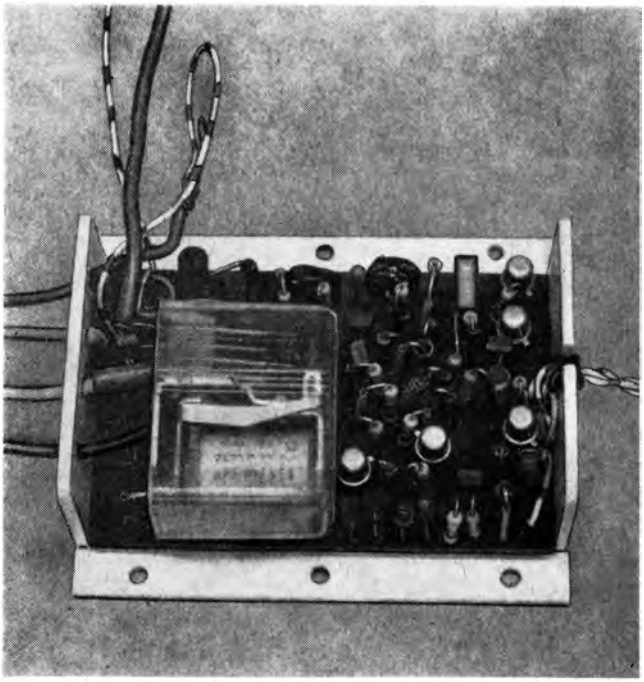


Bild 4.46
Fertig montierter Fahrtregler mit Umpolschalter; a — Innenansicht, b — Muster

Die Leiterplatte wird spielfrei in ein U-förmiges Gehäuse (2 mm Polystyrol) eingepaßt. Den Deckel bildet ein ebenfalls U-förmiges 1-mm-Aluminiumblech, dessen Längskanten abgewinkelt sind (Bild 4.46 und Bild 4.47). Deckel und Unterteil werden mitein-

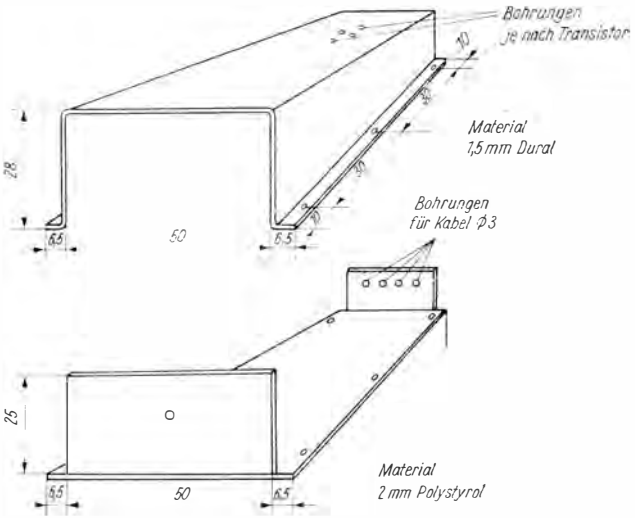


Bild 4.47 Gehäuseteile des Fahrtreglers nach Bild 4.46

ander verschraubt. Zwischen Deckel und den Seitenflächen des Unterteils läßt man einen etwa 2 mm breiten Spalt, damit die Kühlluft auch in das Gehäuseinnere gelangen kann. Angenommen, am Endstufentransistor tritt bei Vollaussteuerung 1,5 V Spannungsabfall auf, dann bedeutet das, daß im Transistor bei 10 A Motorstrom $P_V = U_{CE\,rest}\, I_A = 1{,}5\ V \cdot 10\ A = 15\ W$ in Wärme umgewandelt werden. Der Endstufentransistor T10 benötigt also eine gute Kühlung. Diese Aufgabe übernimmt der Gehäusedeckel. Seine Oberfläche soll daher möglichst groß sein. Wenn man das Aluminiumblech mattschwarz färbt (eloxiert), wird die Kühlwirkung weiter verbessert.

Da der Kollektor von T10 am Gehäuse liegt und leitend mit dem Deckel verschraubt ist, muß der Kontakt mit anderen spannungsführenden Teilen oder Leitungen vermieden werden. Der Endstufentransistor verträgt schon viel. Bei voller Belastung kann man sich an ihm die Finger verbrennen. 80 °C sind zulässig, ohne daß er Schaden nimmt. Einen direkten Batteriekurzschluß „übersteht" er aber meistens nicht. Aus dem gleichen Grund sind

Falschpolung der Fahrbatterie und Kurzschluß zwischen den Motorklemmen auf jeden Fall zu vermeiden!

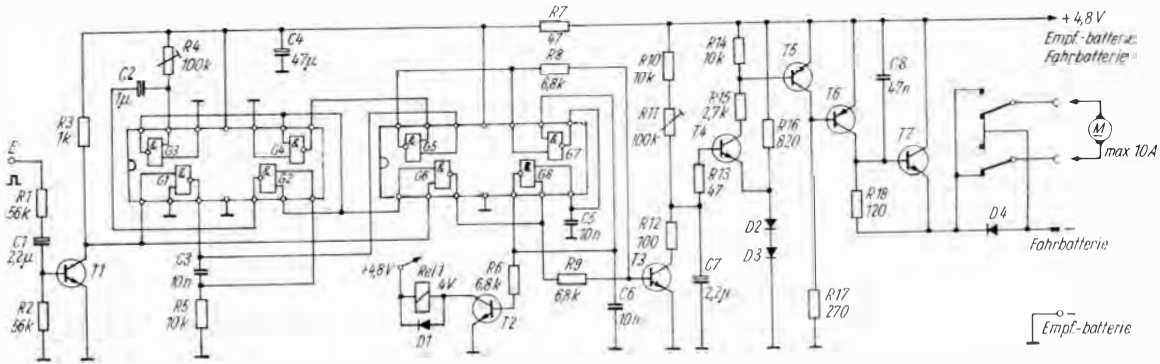
Hinweise zum Abgleich und Einbau des Fahrtreglers

Der Fahrtregler wird wie folgt abgeglichen:

— An die Motorklemmen schließt man eine Biluxlampe an (12 V/45 W) und mißt den fließenden Strom. Die Betriebsspannung beträgt 12 V.
— Mit R8 stellt man die Impulszeit des Referenzgenerators in der Weise ein, daß der Strom durch den Motor bei Neutralstellung des Steuerknüppels am Sender Null ist. Eine weitere Kontrolle bietet das Relais, das in der Neutralstellung abfallen bzw. anziehen muß. Gleicht man den Fahrtregler ohne Strommessung ab, so genügt es, den Nullpunkt auf Abfall bzw. Anzug des Relais einzustellen.
— Die Impulsdehnung wird mit R22 eingestellt.

Bei etwa 90% des Knüppelausschlags am Sender muß durch den Lastwiderstand (Lampe) der maximale Strom fließen, der auch dann nicht zunehmen darf, wenn man den Knüppel auf Vollausschlag bringt und zusätzlich die Trimmung betätigt. Durch Spannungsmessung am Lastwiderstand bzw. mit Oszillografen an MP 6 kontrolliert man, ob die Impulsdehnung ausreicht (s. Bild 4.43b und 4.44i zum Vergleich). Bei der Spannungsmessung muß am Lastwiderstand $U_L = U_{Batt} - 1{,}5$ V anliegen! Wird dieser Wert nicht erreicht, dann kann es sein, daß die Taktfrequenz des Senders (je nach Anlage verschieden) zu niedrig ist und daß der Wert von C9 daher nicht zur Impulsdehnung ausreicht. In diesem Fall sollte für C9 der nächstgrößere Wert gewählt werden.

Auf die Bedeutung der guten Kühlung wurde bereits verwiesen. Das heißt aber auch, daß man beim Einbau des Fahrtreglers im Modell darauf achtet. Die Kühlluft muß ungehindert Zutritt zum Fahrtregler haben, noch besser sollte er im Fahrtluftstrom liegen. Es ist also für Kühlluftzufuhr und deren Zirkulation im Modellinneren zu sorgen. Völlig falsch wäre es, den Fahrtregler rundum in Schaumstoff einzupacken. Man kann ihn schwingungsgedämpft (Unterlegen von Gummi) im Modell, aber sonst rundum frei, befestigen. Im Schiffs- oder Automodell ist die Stoßbelastung ohnehin nicht so groß wie beim Flugmodell — hoffentlich. Die Leitungen zwischen Fahrtregler und Motor bzw. Fahrbatterie sollen möglichst einen großen Querschnitt haben (1,5 mm²) und so



T1... T4: BC 109, BC 338 o.ä.
T5: BC 327, BC 179 o.ä.
T6: BC 327, BC 161 o.ä.
T7: 2N 3055 o.ä.

D1... D3: 1N 4148 o.ä.
D4: Si-Universal, 1A
IS1, IS2: MC 824 P

Bild 4.48 IS-Fahrtregler *Diginaut* (System: *H. Eßl*)

kurz wie notwendig sein. Die Anschlußdrähte am Fahrtregler wählt man 10 cm lang, die Längen der anderen Leitungen werden beim Einbau im Modell bestimmt.

Fahrtregler mit IS

Der nächste Schritt in der Weiterentwicklung des elektronischen Fahrtreglers bestand in der Einbeziehung von IS für die Impulsaufbereitung. *H. Eßl* entwickelte einen solchen Fahrtregler, der für den Nachbau ausgelegt wurde (Bild 4.48). Die Halbleiterbestückung besteht daher aus IS (4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen) im Impulsteil und aus Universaltransistoren im Leistungsverstärker.

Im Prinzip enthält der Fahrtregler mit IS die gleichen Funktionsgruppen wie der Fahrtregler mit Transistoren nach Bild 4.41. Mit Transistor T1 wird der Kanalimpuls negiert und der Eingang des Fahrtreglers ausgelegt. Gatter 1 negiert den Kanalimpuls nochmals, und durch R5, C3 wird er differenziert. Der damit entstehende positive Nadelimpuls (Vorderflanke) triggert den Referenzgenerator, den Gatter 2 und 3, als monostabiler Multivibrator geschaltet, bilden. Die Impulszeit des Referenzgenerators wird mit P1 auf die mittlere Länge (1,7 ms bei *start dp*) eingestellt. Der Referenzgenerator liefert den positiven Referenzimpuls, der durch Gatter 4 negiert wird und damit auch als negativer Referenzimpuls zur Verfügung steht. Zum Impulsvergleich werden bei der integrierten Impulsaufbereitung die Gatter 5 und 6 verwendet. Gatter 5 vergleicht den positiven Kanalimpuls mit dem negativen Referenzimpuls, und Gatter 6 vergleicht den negativen, von T1 negierten positiven Kanalimpuls mit dem positiven Referenzimpuls. Am Ausgang von Gatter 5 entsteht ein positiver Differenzimpuls, wenn der Kanalimpuls kürzer als der Referenzimpuls ist. Am Ausgang von Gatter 6 tritt ein positiver Differenzimpuls auf, wenn der Kanalimpuls länger als der Referenzimpuls ist. Über die Widerstände R6 und R9 wird Transistor T3 mit dem Differenzimpuls angesteuert. Es tritt immer nur an einem Ausgang entweder von Gatter 5 oder Gatter 6 der positive längenvariable Differenzimpuls auf, unabhängig davon, ob man den Steuerknüppel am Sender aus der Mittellage nach rechts (vorn) oder links (hinten) ausschwenkt.

Proportional zum Knüppelausschlag am Sender steht damit an der Basis von T3 ein Impuls zur Verfügung, der zwischen den

Werten 0 und 0,5 ms stufenlos einstellbar ist und im Takt der Modulationsimpulsfolge (etwa 20 ms) wiederholt wird. Mit C7 erreicht man die erforderliche Impulsdehnung von maximal 0,5ms auf 20 ms. Ohne Ansteuerung von T3 ist C7 über R10 und R11 negativ aufgeladen. Je nachdem, wie lange die positiven Impulse T3 durchsteuern, wird C7 über R10, R11 entladen. Der richtige Wert von Auf- und Entladen und damit die der Knüppelstellung proportionale Impulsdehnung kann mit R11 genau eingestellt werden. Damit läßt sich der Zustand von T4 von „leitend" über jeden Zwischenwert stufenlos bis „gesperrt" wählen. Der Stellbereich von T4 reicht auf diese Weise von 0 bis 100%, der von der nachfolgenden Schaltung mit T5, T6 und T7 nur auf die entsprechende Leistung verstärkt wird.

Ohne Impuls an der Basis von T3 ist C7 positiv aufgeladen und damit T4 leitend. Infolge der galvanischen Kopplung leitet T5 ebenfalls (da pnp), aber T6 und T7 sperren. Für die Wirkung der Impuls- bzw. Leistungssteuerung gelten dann die Impulsdiagramme entsprechend Bild 4.43 für MP 5 und MP 6 und die entsprechenden Oszillogramme (Bild 4.44g bis i).

Die Betätigung des Umpolrelais wird bei dem IS-Fahrtregler etwas anders gelöst als bei dem Transistor-Fahrtregler nach Bild 4.33. Die Gatter 7 und 8 sind als RS-Flip-Flop geschaltet. Ein RS-Flip-Flop hat 2 stabile Schaltzustände. Der Schaltzustand des RS-Flip-Flop wird nur geändert, wenn die Ansteuerung von einem Eingang zum anderen wechselt. Die wiederholte Ansteuerung (Impulse) an demselben Eingang ändert nichts am Schaltzustand. Diese Eigenschaft nutzt man für die Betätigung des Umschaltrelais aus. Der eine Eingang des RS-Flip-Flop ist an den Ausgang von Gatter 5 und der andere Eingang an den Ausgang von Gatter 6 geschaltet. Liegt am Ausgang von Gatter 5 ein Impuls, so nimmt das RS-Flip-Flop einen bestimmten Schaltzustand ein, Ausgang Gatter 7 hat L-Potential (engl.: low ≙ tief). Der Ausgang von Gatter 8 hat dann H-Potential (engl.: high ≙ hoch), damit ist T6 angesteuert und das Relais Rel 1 angezogen. Die in etwa 20 ms Abstand wiederkehrenden Impulse am Ausgang von Gatter 5 ändern am Schaltzustand des RS-Flip-Flop nichts, das Relais bleibt angezogen. Der Schaltzustand des RS-Flip-Flop ändert sich erst, wenn am Ausgang von Gatter 6 ein Impuls auftritt. Dann wird der Ausgang von Gatter 7 H und der Ausgang von Gatter 8 L, das Relais fällt ab. Dieser Zustand bleibt

so lange erhalten, bis am Ausgang von Gatter 5 wieder ein Impuls auftritt, denn dann schaltet das RS-Flip-Flop um.
Da zur gleichen Zeit entweder am Ausgang von Gatter 5 oder von Gatter 6 ein Impuls auftritt, ist der Schaltzustand des Relais Rel1 eindeutig einem bestimmten Schwenkbereich des Steuerknüppels am Sender (nach vorn oder hinten bzw. nach rechts oder links) zugeordnet. Diese Lösung der Umpolung hat den Vorteil, daß sie praktisch trägheitslos ist und der Motor dadurch exakt im Punkt der Spannungsumkehr umgeschaltet wird. Die Umschaltung folgt damit auch schnellen Knüppelbewegungen.
Hinsichtlich einer vorbildgetreuen Steuerung von Auto- und Schiffsmodellen lassen die elektronischen Fahrtregler keine Wünsche offen. Beim Einsatz des Fahrtreglers im Flugmodell, sofern man da nicht sowieso mit 2 Fahrstufen (Steigflug und Schwebeflug) auskommt, ist niedrigstes Gewicht gewünscht. Daraus folgt die Überlegung, das Relais wegzulassen. Das ist durchaus berechtigt, denn das Fliegen mit Schubumkehr kommt selbst im Segelflugmodell nur selten vor. Bei der Schaltung nach Bild 4.41 läßt man die Transistoren T4, T5 und T6 mit den zugehörigen Bauelementen sowie das Relais weg. Bei der Schaltung nach Bild 4.48 können T2 und das Relais entfallen, wobei die gleiche Leiterplatte und auch das Gehäuse verwendet werden, da dessen Größe ja von der benötigten Kühlfläche vorgegeben ist, und die darf man auch beim Flugmodell nicht verringern. Damit lassen sich die vorgestellten Schaltungen sehr variabel verwenden. Welche Lösung man letztlich wählt, hängt von den praktischen Anforderungen des Modellbetriebs ab.

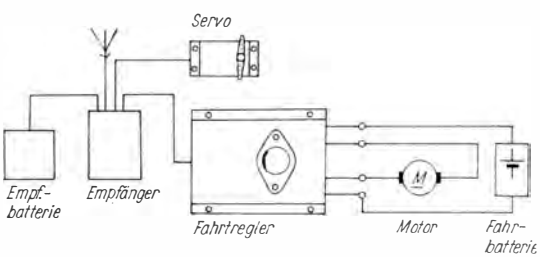


Bild 4.49 Anschaltung eines Fahrtreglers

Aus Bild 4.49 ist die prinzipielle Anschaltung eines Fahrtreglers zu ersehen.

Fahrtreglersystem

Die bisher vorgestellten Fahrtreglerschaltungen sind so konzipiert, daß sie mit handelsüblichen Bauelementen (Universal-Transistoren, Standard-IS) nachbaufähig sind. Diese Schaltungen entsprechen etwa dem Entwicklungsstand von 1974. Inzwischen wurden die Fernsteueranlagen und die Aufschaltgeräte, zu ihnen zählt der Fahrtregler, von den Herstellern unter Anwendung moderner Bauelemente entscheidend weiterentwickelt. Der Entwicklungsstand von 1976 sei am Fahrtreglersystem der Fernsteueranlage *Multiplex* betrachtet. Gegenüber den Fahrtreglern nach Bild 4.41 und Bild 4.48 bietet dieses Fahrtreglersystem erhebliche Vorteile. Durch die Trennung von Steuer- und Leistungselektronik in einen Steuerteil und 2 unterschiedlich belastbare Leistungsteile erreicht man, daß die Steuerelektronik nicht mehr durch die in der Leistungsstufe zwangsläufig entstehende erhebliche Wärmemenge belastet wird. Damit verbunden sind eine wesentlich verbesserte Steuergenauigkeit und eine erhöhte Lebensdauer. Durch die Entwicklung von 2 Leistungsteilen (Bild 4.50)

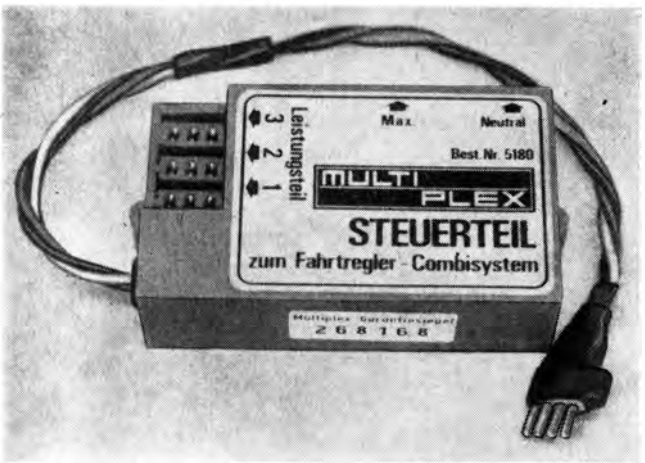


Bild 4.50 Fahrtregler-Steuerteil; Anlage: *Multiplex*

Bild 4.51 Fahrtregler-Leistungsteile; Anlage: *Multiplex*

mit den Daten 8 A/10 A — 27 V und 15 A/20 A — 27 V kann das System unterschiedlichen Anwendungen flexibel angepaßt werden. Dem kommt entgegen, daß sich an den Steuerteil (Bild 4.51) bis zu 3 Leistungsteile anschließen lassen. Soll die höhere Leistungsgrenze 10 A bzw. 20 A ausgenutzt werden, dann muß der Leistungsteil durch ein Gebläse gekühlt werden, um die Verlustwärme abzuführen. Bei einem Spannungsabfall von 1,5 V am Endstufentransistor sind das bei 20 A Laststrom etwa 30 W Verlustleistung! Mit einem Steuerteil und 3 großen Leistungsteilen lassen sich dann aber auch Leistungen (Motoren) von 3 × 500 W = 1500 W zwischen Null und Maximum in beiden Drehrichtungen stufenlos stellen. Bei dem Steuerteil (Bild 4.52) erreicht man durch Einsatz moderner Bauelemente (Timer, CMOS-Schaltkreise und Operationsverstärker) eine zuverlässige und exakte Steuercharakteristik in dem Betriebsspannungsbereich von 3,5 bis 7,5 V.
Der Steuerteil enthält wieder die Funktionsgruppen Referenzgenerator, Impulsaufbereitung, Schaltstufe für Umpolung und Impulsdehnung. Der Referenzgenerator mit dem Timer *555*, die Impulsaufbereitung durch die 2 Vierfach-Nand-IS und die Schaltstufe für das Umpolrelais entsprechen dem Speed-Schalter nach

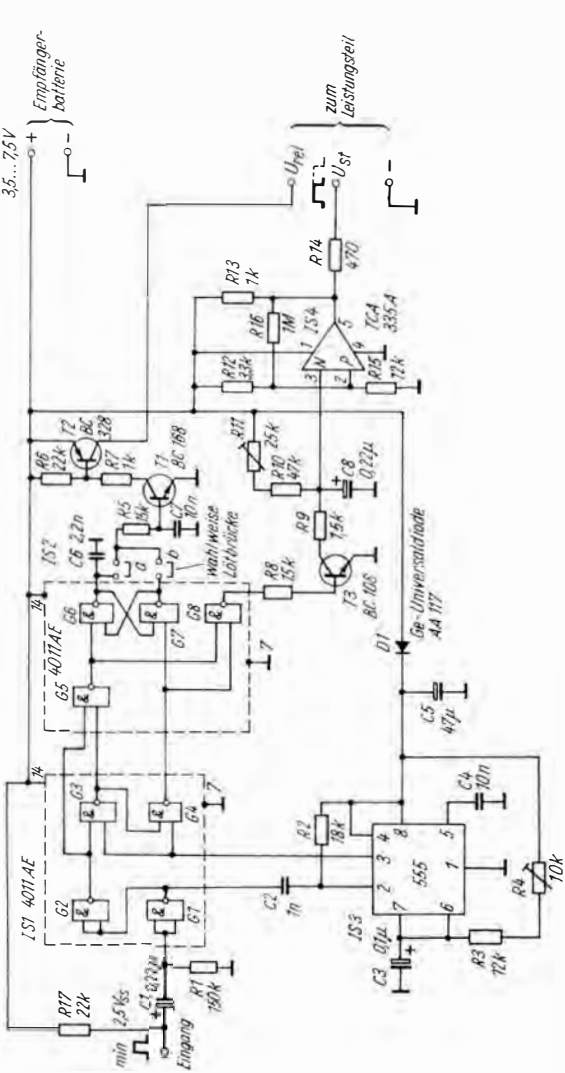
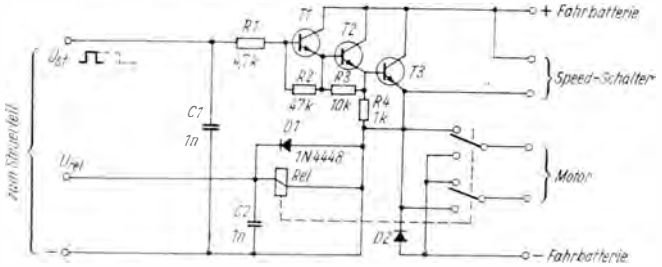


Bild 4.52 Stromlaufplan des Fahrtregler-Steuerteils; Anlage: *Multiplex*

Bild 4.48. Die Arbeitsweise dieser Funktionsgruppen sei daher nicht noch einmal erläutert. Neu hinzu kommt die Impulsdehnerstufe. Der Ausgang von Gatter 8 ist H, wenn beide Eingänge L sind. Da ein Eingang immer L-Potential hat und am anderen der Differenzimpuls anliegt, tritt am Ausgang immer ein Impuls auf, ganz gleich, ob $t_{kanal} < t_{Ref}$ oder $t_{kanal} > t_{Ref}$ ist. Nur bei $t_{kanal} = t_{Ref}$ tritt am Ausgang von G8 kein Impuls auf; das entspricht der Neutralstellung bzw. der eingestellten Nullstellung des Steuerknüppels (Relais schaltet um). Der Impuls wird von T3 negiert und von C8 gedehnt. Mit R11 ist die Impulsdehnung exakt auf die Taktzeit des Senders abzugleichen. Mit R4 stellt man den Nullpunkt (Umschalten des Relais) und mit R11 Vollast bei vollem Knüppelausschlag am Sender ein. Der Operationsverstärker IS4 ist als Komparator geschaltet und formt die von C8 längengedehnten Impulse zu exakten Steuerimpulsen. Mit diesen längenvariablen Steuerimpulsen wird der bzw. werden die angeschlossene(n) Leistungsteil(e) angesteuert. Die Steuerspannung für das Umpolrelais, das in den Steuerteil eingebaut ist, wird in der gleichen Weise gewonnen wie beim Speed-Schalter. Durch Löten der Brücke „a" oder „b" kann man wählen, bei welcher Drehrichtung das Relais anziehen soll. Das Umpolrelais belastet im angezogenen Zustand die Empfängerbatterie mit etwa 70 mA. Den Zustand „Relais angezogen" sollte man daher für die weniger benutzte Fahrtrichtung (Rückwärtsfahrt) anwenden, da sonst die Betriebszeit des Empfängers erheblich verringert wird. Der (oder die) Leistungsteil(e) wird (werden) über Steckverbindungen an den Steuerteil angeschlossen. Im Leistungsteil sind das Umpolrelais und die *Darlington*-Kaskade (Bild 4.53) untergebracht. Die Relaiswicklung ist durch die Schutzdiode D1 überbrückt. Die Leistungsteile unterscheiden sich nur in der Bestückung der *Darlington*-Kaskade (T1 bis T3), der Freilaufdiode D2 und der Form des Kühlkörpers.

Wird der Leistungsteil mit dem Maximalstrom 10 A bzw. 20 A belastet, so muß er durch ein Gebläse gekühlt werden. Temperaturen des Kühlkörpers bis 80 °C haben keine Schäden zur Folge. Die Leistungsteile sind etwa bis zum doppelten Wert des Maximalstromes kurzzeitig überlast- bzw. bedingt kurzschlußsicher. Je nach Grad der Überlastung halten sie das 10 bis 30 s ohne Schaden aus. Allerdings sollte man diese „Reserve" im praktischen Betrieb möglichst nicht nutzen. Bei Kurzschlüssen oder blockier-



Leistungsteil 15A/20A: T1: BC 337
T2: BD 241
T3: BD 249
D2: BY 135

Leistungsteil 8A/10A: T1: BC 168
T2: BD 135 o. BD 239
T3: 2N3055
D2: 1N 4004

Bild 4.53 Stromlaufplan des Fahrtregler-Leistungsteils (Anlage: *Multiplex*)

tem Antrieb also sofort den Steuerknüppel in Neutralstellung bringen und Fahrbatterie abtrennen!

Am Leistungsteil sind auch 2 Anschlüsse für den Speed-Schalter vorgesehen. Der Speed-Schalter nach Bild 4.8 ist Bestandteil des Fahrtreglersystems. Am Endstufentransistor des Leistungsteils tritt ein unvermeidlicher Spannungsabfall von etwa 1,5 V auf. Bei bestimmten Anwendungen will man die gesamte Batteriespannung für den Antrieb nutzen, um so auch tatsächlich die maximale Leistung von Batterie und Motor zu erreichen. Das trifft meist für Geschwindigkeitsmodelle (Auto- oder Schiffsmodell) zu, bei denen aus Gewichtsgründen keine weitere Batteriekapazität vorgesehen werden kann. In diesem Fall überbrückt bei der Fahrstufe „Vollast" ein Schalter den Endstufentransistor und vermeidet auf diese Weise den Spannungsabfall von 1,5 V am Endstufentransistor, der dann für den Antrieb wirksam wird. Außerdem verringert sich dadurch die thermische Belastung des Endstufentransistors. Für das Überbrücken ist der Speed-Schalter vorgesehen, der von dieser Anwendung auch seinen Namen hat. Dazu wird der Speed-Schalter wie ein Servo an einen nichtneutralisierten Kanal oder über ein Verteilerkabel (2 Servoanschlüsse paral-

lel an einen Empfängerausgang) zusammen mit dem Fahrtregler an einen Kanal des Empfängers angesteckt.
Mit dem Einstellregler am Speed-Schalter kann man den Schaltpunkt auf die gewünschte Knüppelstellung (Vollast) einstellen. Zu beachten ist dabei, daß der Speed-Schalter den Empfänger mit 70 mA belastet und damit die Betriebszeit der Anlage beeinflußt.
Der Eigenbaufahrtregler nach Bild 4.41 läßt sich ebenfalls mit einem Speed-Schalter kombinieren. Dazu müßten aber 2 weitere Anschlüsse (Pluspol Fahrbatterie und Emitter von T10) herausgeführt werden. Als Speed-Schalter eignet sich der EIN-Schalter nach Bild 4.5.

4.3.3. Stufenloser Drehzahlsteller mit Transistorbrücke zur Drehrichtungsumkehr

Für die Drehrichtungsumkehr mit Umpolschalter bzw. -relais wurden verschiedene Anwendungsmöglichkeiten mit Vor- und Nachteilen vorgestellt. Hauptmängel des Umpolrelais sind sein hoher Strombedarf (etwa 70 mA) und die mechanischen Kontakte. Allerdings haben diese Kontakte auch den Vorteil, praktisch keinen Spannungsabfall und damit keinen Verlust hervorzurufen. Die Suche der Elektroniker war nun auch auf „rein elektronische" Lösungen gerichtet, die das Relais als mechanischen Bauteil nicht mehr erfordern.
Man kann die Drehrichtung eines Motors auch mit einer Brückenschaltung umpolen. Diese Schaltungsvariante ist in der Fernsteuertechnik bei den Servoverstärkern für kleine Motoren von Anfang an üblich und unbestritten. Mit der Entwicklung komplementärer Leistungstransistoren konnten diese Schaltungsprinzipien auch auf die Steuerung des Modellantriebs angewendet werden.
Bei dem Fahrtregler nach Bild 4.54 (veröffentlicht in [25] H. 2/1977) wird zur Impulsaufbereitung eine vollintegrierte digitalproportionale Abtastregelschaltung (*NE 543*) — speziell entwickelt für vollintegrierte Servoelektroniken — eingesetzt. Dieser Servo-IS beinhaltet wieder die Funktionsgruppen Referenzgenerator, Vergleichsstufe, Impulsdehnung und Ausgangsverstärker. Durch die externe Beschaltung kann der IS den Impuls- und Taktzeiten der verschiedenen Fernsteueranlagen angepaßt werden. Die

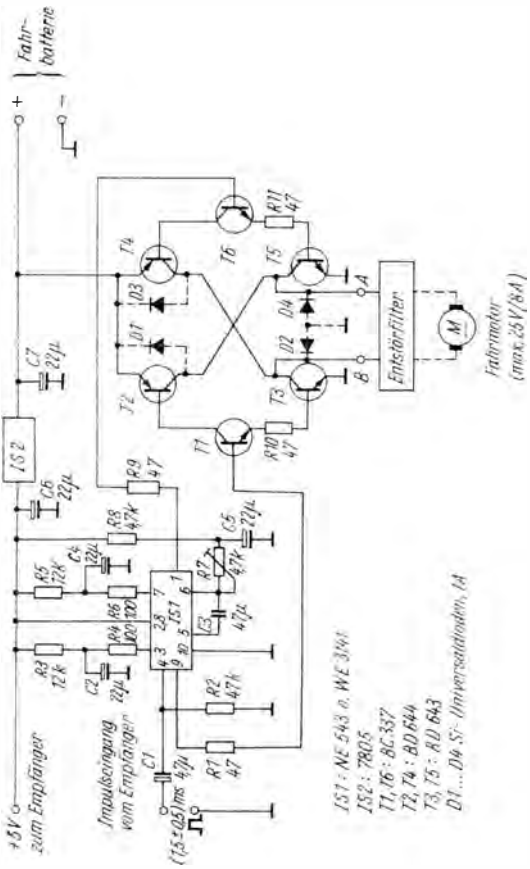
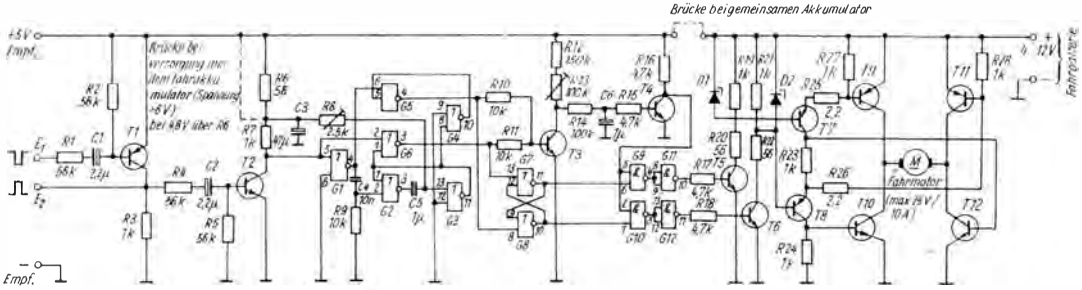


Bild 4.54 Fahrtregler mit Servo-IS und Transistorbrücke

Schaltung nach Bild 4.54 ist für die Impulszeit $(1{,}6 \pm 0{,}6)$ ms und die Taktzeit 20 ms bei positivem Kanalimpuls ausgelegt. Die Beschaltung von Pin 3 und 7 legt die Impulsdehnung fest. Durch Vergrößern von R3 und R5 kann man die Impulsdehnung auch für Taktzeiten $t_T > 20$ ms einstellen. Mit R7 wird der Referenzimpuls und damit die Nullage abgeglichen.

Eine weitere Besonderheit dieser Schaltung ist die Stromver-



T1 : BC 328 C (BC 179 C)
T2...T4 : B C 338C (BC 109C)
T5, T6 : BC 109 C
T7, T8 : BD 136
T9, T11 : MJ 2955
T10, T12 : 2N 3055

D1, D2 : ZD 3,9 V
G1...G4 : IS1 = 4001
G5...G8 : IS2 = 4001
G9...G12 : IS3 = 4081

Bild 4.55 Fahrtregler mit CMOS-IS und Transistorbrücke

sorgung. Durch Einbau eines linearen Spannungsreglers (IS2) gewinnt man aus der Fahrbatterie die Versorgungsspannung von 5 V für Fahrtregler, Servo und Empfänger. Der Spannungsregler kann mit Spannungen im Bereich von 7 bis 35 V gespeist werden. Allerdings empfiehlt sich diese Version der Stromversorgung des Empfängers nur für Auto- und Schiffsmodelle. Bei Flugmodellen sollte man aus Sicherheitsgründen immer mit separater Spannungsquelle für Empfänger und Servos arbeiten, damit diese Teile der Anlage auch dann funktionsfähig sind, wenn die Fahrbatterie erschöpft ist. Die Ausgänge der Servo-IS (Pin 1 und 9) sind mit maximal 250 mA belastbar. Das genügt völlig, um die Treibertransistoren T1 und T6 auszusteuern. Die Transistorbrücke kann mit beliebigen Si-Transistorpärchen pnp-npn (Kollektorstrom je nach Belastung) bestückt werden. Bei Standardtransistoren benötigt man die gestrichelt eingezeichneten Schutzdioden, während bei *Darlington*-Transistoren Schutzdioden integriert sind, so daß die eingezeichneten Dioden entfallen können. Ein anderes Konzept liegt der Schaltung nach Bild 4.55 zugrunde. Bei diesem Fahrtregler (veröffentlicht in [25] H. 8/1977) ist im Eingang mit T1 eine zusätzliche Inverterstufe geschaltet. Diese Maßnahme ermöglicht es, daß der Fahrtregler wahlweise mit negativem Kanalimpuls (*Varioprop*) an E1 oder positivem Kanalimpuls (*start dp*, *Multiplex*, *Simprop* u. a.) an E2 betrieben werden kann. Die Impulsaufbereitung wurde vom Fahrtregler *Diginaut* (Bild 4.48) übernommen. Das RS-Flip-Flop (G7 und G8) bewirkt die Drehrichtungsumschaltung des angeschlossenen Motors. Die Impulsdehnung besorgt T3 in Verbindung mit R12, R13, R14, C6. Den richtigen Wert der Impulsdehnung (Vollast) und damit die Anpassung an die Taktzeit der Fernsteueranlage stellt man mit R13 ein. Der längengedehnte Impuls wird von T4 negiert und den beiden AND-Gattern von IS3 zugeführt. Je nachdem, welches Gatter durch das RS-Flip-Flop geöffnet wird, leitet ein Zweig der Brückenschaltung. Auf diese Weise verhindert man mit Sicherheit, daß zufällig beide Brückenzweige gleichzeitig leiten, was einem Batteriekurzschluß entspräche! G11, G12 und T5 bis T8 übernehmen die weitere Impulsverstärkung, so daß T7 und T8 den Basisstrom von maximal 1 A für die Aussteuerung der Brückentransistoren liefern. Bei der angegebenen Dimensionierung kann der Fahrtregler wahlweise aus der Fahrbatterie oder der Empfängerbatterie gespeist werden. Bei Betrieb aus der Empfängerbatte-

rie wird die Plusleitung an der gekennzeichneten Stelle aufgetrennt und die Plusleitung der Impulsaufbereitung mit dem Pluspol der Empfängerbatterie verbunden.
Abschließend zum Abschnitt „Fahrtregler" seien die wichtigsten Dinge, die man beachten sollte, um Schäden am Gerät zu vermeiden, regelartig zusammengefaßt.

Wichtige Regeln zum Betrieb eines Fahrtreglers

1. Fahrtregler richtig gepolt anschließen! Soll die Laufrichtung des Motors geändert werden, so tausche man die Anschlüsse des Motors, niemals die des Fahrtreglers.
2. Kurzschlüsse vermeiden!
   Auf keinen Fall dürfen sich die Motoranschlüsse berühren bzw. spannungsführende Leitungen oder Metallteile Kontakt mit dem Gehäuse oder Transistor des Fahrtreglers erhalten. In Sonderfällen muß das Gehäuse isoliert befestigt werden.
3. Blockieren des Motors vermeiden!
   Sicherheitshalber ist in die Motorzuleitung eine entsprechende Sicherung (für Fahrtregler Bild 4.41 mittelträge Sicherung für 10 A) einzubauen.
4. Für gute Kühlung des Fahrtreglers sorgen!
   Der Kühlluftstrom soll möglichst über den Fahrtregler führen. Man sorge für den Ein- und Austritt der Kühlluft am Modell. Mindestens ist aber der Fahrtregler rundum frei im Modell einzubauen und über dem Fahrtregler eine schachtförmige Öffnung zu schaffen, damit die erwärmte Luft abziehen kann.
5. Fahrmotor(en) gut entstören!
   Um die einwandfreie Funktion der Fernsteueranlage zu sichern, müssen alle im Modell befindlichen Elektromotoren ausreichend entstört sein. Es dürfen nur Elektromotoren mit einwandfreier Kommutierung verwendet werden.
6. Fahrtregler vor Nässe schützen!
   Eingedrungenes Wasser führt zu Fehlfunktionen und kann den Verlust des Modells bewirken (unkontrolliertes Vor- und (oder) Rückwärtsfahren mit voller Kraft).
7. Niemals einen Motor mit 2 oder mehr parallelgeschalteten Fahrtreglern betreiben!
   Dadurch bedingte Ausgleichsströme können die Elektronik beschädigen. Dagegen ist es möglich, mehrere Motoren (in Par-

allel- oder Reihenschaltung) mit einem Fahrtregler zu betreiben, solange die Grenzwerte des Fahrtreglers (10 A/25 V) nicht überschritten werden.

8. Fahrtregler mit Si-Transistoren in der Endstufe sind kurzzeitig bis zum doppelten Wert des Maximalstroms überlastbar. Je nach Grad der Überlastung halten sie das etwa 10 bis 30 s aus.
9. Um die Empfängerbatterie so wenig wie möglich zu belasten, soll das Umpolrelais bei der weniger benutzten Fahrtrichtung (Rückwärtsfahrt) anziehen. Das Umpolrelais zieht je nach Typ 50 bis 100 mA Strom und verkürzt damit die Betriebszeit der Empfängerbatterie empfindlich.
10. Nach Betriebsende Fahrbatterien vom Fahrtregler trennen! Es fließt bei ausgeschaltetem Empfänger zwar nur ein Strom von einigen Milliampere, der reicht aber aus, um den Fahrakkumulator vollständig zu entladen.

5. Literatur- und Quellenverzeichnis

[1] *Autorenkollektiv:* Fachkunde Elektromaschinenbauer; VEB Verlag Technik, Berlin 1967

[2] *Autorenkollektiv:* Fachwissen des Ingenieurs, Bd. 5 Elektrotechnik — Elektronik; VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1972

[3] *Autorenkollektiv:* Rotierende elektrische Maschinen; VEB Verlag Technik, Berlin 1977

[4] *Friedrich* — Tabellenbücher: Elektrotechnik; VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1977

[5] *H. Gottschalk, M. Lemberg:* Elektrotechnik, Elektronik; VEB Verlag Technik, Berlin 1972

[6] *W. Hanncke:* Die Berechnung von elektrischen Kleinmotoren; S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1966

[7] *Kunath, H.:* Praxis der Funkentstörung; A. Hüthig-Verlag, Heidelberg 1965

[8] *W. Lehmann:* Die Elektrotechnik und die elektrischen Antriebe; Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1953

[9] *G. Müller:* Elektrische Maschinen; Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise; VEB Verlag Technik, Berlin 1974

[10] *W. Nürnberg:* Die Prüfung elektrischer Maschinen; Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1955

[11] *R. Paul:* Halbleiterdioden; VEB Verlag Technik, Berlin 1976

[12] *R. Paul:* Transistoren und Thyristoren; VEB Verlag Technik, Berlin 1977

[13] VEM-Handbuch: Die Technik der elektrischen Antriebe, Grundlagen; VEB Verlag Technik, Berlin 1974

[14] VEM-Taschenbuch: Automatisierungs- und Elektroenergie-Anlagen; VEB Verlag Technik, Berlin 1975

[15] *J. Vogel:* Elektrische Kleinmaschinen der Automatisierungstechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1975

[16] *J. Vogel u. a.:* Grundlagen der elektrischen Antriebstechnik mit Berechnungsbeispielen; VEB Verlag Technik, Berlin 1977

[17] *K. Vogt:* Elektrische Maschinen, Berechnung rotierender elektrischer Maschinen; VEB Verlag Technik, Berlin 1974

[18] *Warner, A.:* Taschenbuch der Funkentstörung; VDE-Verlag GmbH 1970

Zeitschriften

[19] „Flugmodell-Technik“ (BRD)
[20] „FUNKAMATEUR“ (DDR)
[21] „hobby bulletin“ (NL)
[22] „Modelar“ (ČSSR)
[23] „Modelarz“ (Pl)
[24] „Modelist Konstruktor“ (UdSSR)
[25] „Modell“ (BRD)
[26] „modellbau heute“ (DDR)
[27] „Modellezes“ (H)

LEER

SCAN BY BLACKBURNER 2013

Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Dipl.-Phys. Hans-Joachim Mönig
Zeichnungen: Wilhelm Kaufmann
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Gertraude Matschke · Korrektor: Rita Abraham
Printed in the German Democratic Republic
Gesamherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 15. Januar 1979
Bestellnummer: 746 127 7
DDR 1,90 M